



Universidad
Carlos III de Madrid

Departamento de Ingeniería Mecánica

INGENIERÍA TÉCNICA INDUSTRIAL MECÁNICA

PROYECTO FIN DE CARRERA

***ANÁLISIS DE VIBRACIONES DE UNA MÁQUINA
DE MOLDEAR ARENA EN VERDE MEDIANTE
SACUDIDAS Y PRENSADO***

Autor: **Miguel Juárez Pérez**

Tutor: **Higinio Rubio Alonso**

Leganés, Octubre de 2011

Título: Análisis de vibraciones de una máquina de moldear arena en verde mediante sacudidas y prensado

Autor: Miguel Juárez Pérez

Director: Higinio Rubio Alonso

EL TRIBUNAL

Presidente: _____

Vocal: _____

Secretario: _____

Realizado el acto de defensa y lectura del Proyecto Fin de Carrera el día ____ de _____ de 20__ en Leganés, en la Escuela Politécnica Superior de la Universidad Carlos III de Madrid, acuerda otorgarle la CALIFICACIÓN de

VOCAL

SECRETARIO

PRESIDENTE

Agradecimientos

En primer lugar me gustaría dar las gracias a todas las personas que me han apoyado a lo largo de la realización de este proyecto.

En particular me gustaría agradecer a mi familia el apoyo y comprensión prestada durante la consecución de mis estudios.

También me gustaría agradecer al tutor del proyecto, Higinio, la oportunidad que me ha concedido al poder realizarlo.

Y por ultimo me gustaría agradecer a todos mis amigos y conocidos que me han ayudado a resolver problemas que se presentaban durante la realización del proyecto.

A todos vosotros, muchas gracias.

Resumen

En el proceso de producción de bañeras de fundición de la empresa ROCA S.A., se emplea un método predictivo que tiene en cuenta ciertas variables, como son la densidad de la arena de fundición, la composición de la misma, etc. Este método no funciona siempre de manera correcta, debido a que ciertas bañeras que cumplen los parámetros establecidos por la empresa resultan defectuosas al finalizar la producción. El proyecto se basa en el análisis de señales para ver cómo se comporta el proceso de fabricación y estudiarlo en detalle. Para la realización de este análisis de señales se utilizan los programas de Matlab contenidos en el libro Simon Braun, *“Discover the signal processing. An interactive guide for engineers”*.

Abstract

In the production process of cast iron baths from the company ROCA S.A., it's used a predictive method that take into account some variable like the foundry sands density, it composition, etc. This method sometimes doesn't work properly, due to the fact that some of the baths that meets the manufacturing parameters established by the company turn out to be defective after the production process. The project is based on signal analysis applied to the process, making it possible to see how the fabrication process behaves and study it in detail. For accomplishing this signal analysis, programs contained in the Simons Braun's book "*Discover the signal processing. An interactive guide for engineers*" are used.

Índice

0. Introducción	1
0.1 Ambientación del proyecto	1
0.2 Objetivos	4
0.3 Estructura del documento	6
1. Vibraciones	9
1.1 Introducción	9
1.2 Tipos de vibración	10
1.2.1 Vibración determinista	11
1.2.1.1 Vibración periódica	12
1.2.1.2 Vibración no periódica	18
1.2.2 Vibración aleatoria	21
2. Captación de vibraciones	27
2.1 Introducción	27
2.2 Elementos para la captación de vibraciones	27
2.2.1 Generadores de vibración	27
2.2.2 Transductores	30
2.2.2.1 Tipos de transductores	33
2.2.2.1.1 Transductores de desplazamiento	33
2.2.2.1.1.1 Potenciómetro resistivo	33
2.2.2.1.1.2 Transformador lineal variable diferencial	34
2.2.2.1.1.3 Transductores de inductancia variable (LVDT)	38
2.2.2.1.1.4 Transductores capacitivos de desplazamiento lineal	40
2.2.2.1.1.5 Transductor piezoeléctrico de desplazamiento lineal	43
2.2.2.1.1.6 Transductores de desplazamiento lineal electro-ópticos	44
2.2.2.1.1.7 Sensores de rango: ultrasónicos y fotoeléctricos	48
2.2.2.1.1.8 Transductor de desplazamiento sísmico	49
2.2.2.1.2 Transductores de velocidad	53
2.2.2.1.2.1 Transductor de velocidad lineal	54
2.2.2.1.2.2 Transductor sísmico de velocidad	55
2.2.2.1.3 Acelerómetros	57
2.2.2.1.3.1 Transductor sísmico de aceleración	58
2.2.2.1.3.2 Acelerómetros capacitivos	61
2.2.2.1.3.3 Acelerómetros piezo-resistivos	62
2.2.2.1.3.4 Acelerómetro piezoeléctrico	65
2.2.2.1.3.5 Servoacelerómetros	71
2.2.2.1.3.6 Consideraciones en la selección de un acelerómetro	74
2.2.3 Acondicionador de señal	77
2.2.3.1 Amplificación	77
2.2.3.1.1 Amplificador inversor	78
2.2.3.1.2 Amplificador no inversor	79
2.2.3.1.3 Amplificador sumador	80
2.2.3.1.4 Amplificador integrador	81

2.2.3.1.5 Amplificador diferencial	83
2.2.3.1.6 Amplificador logarítmico	84
2.2.3.1.7 Errores de los amplificadores	85
2.2.3.2 Filtrado	85
2.2.3.3 Conversión analógica-digital	87
2.2.3.3.1 Convertidor de aproximaciones sucesivas	90
2.2.3.3.2 Convertidor en rampa	90
2.2.3.3.3 Convertidor de rampa doble	91
2.2.3.3.4 Convertidor instantáneo	92
2.2.3.3.5 Muestreo	93
2.2.3.3.5.1 Estudio frecuencial del muestreo	94
2.2.3.3.5.2 Teorema del muestreo	97
2.2.4 Analizador	99
2.2.4.1 Transformada de Fourier discreta	100
2.2.4.2 Cálculo de la transformada rápida de Fourier	102
3. Descripción del sistema real	107
3.1 Introducción	107
3.2 Hierros fundidos	107
3.3 Mesa vibratoria	111
3.4 Funcionamiento de la prensa	112
3.5 Problemas de funcionamiento	115
4. Análisis de vibraciones	117
4.1 Introducción	117
4.2 Sistema de medida	117
4.3 Ensayos vibratorios	117
4.3.1 Tres ciclos de bañeras	118
4.3.1.1 Comparación señales de tres ciclos de bañeras	123
4.3.1.1.1 Comparación señales b250b y brue250b	124
4.3.1.1.2 Comparación señales b250b y c250a	125
4.3.1.1.3 Comparación señales b250b y d250b	126
4.3.1.1.4 Comparación señales brue250b y c250a	127
4.3.1.1.5 Comparación señales brue250b y d250b	128
4.3.1.1.6 Comparación señales c250a y d250b	129
4.3.1.2 Conclusión del análisis de tres ciclos de bañeras	130
4.3.2 Un ciclo de bañeras	130
4.3.2.1 Comparación señales de un ciclo de bañera	135
4.3.2.1.1 Comparación señales b1000a y brue1000b	135
4.3.2.1.2 Comparación señales b1000a y c1000a	136
4.3.2.1.3 Comparación señales b1000a y d1000b	137
4.3.2.1.4 Comparación señales brue1000b y c1000a	138
4.3.2.1.5 Comparación señales brue1000b y d1000b	139
4.3.2.1.6 Comparación señales c1000a y d1000b	140
4.3.2.2 Conclusión del análisis de un ciclo de bañera	141
4.3.3 Proceso golpeteos	143
4.3.3.1 Comparación señales del proceso de golpeteos	154
4.3.3.1.1 Comparación señales b6000c y brue6000b	155
4.3.3.1.2 Comparación señales b6000c y c6000c	156
4.3.3.1.3 Comparación señales b6000c y d6000a	157
4.3.3.1.4 Comparación señales brue6000b y c6000c	158
4.3.3.1.5 Comparación señales brue6000b y d6000a	159

4.3.3.1.6 Comparación señales c6000c y d6000a	160
4.3.3.1.7 Comparación señales moldecon y moldesin	161
4.3.3.1.8 Comparación señales molc2000 y mols2000	162
4.3.3.1.9 Comparación señales ch20000a y n20000b	163
4.3.3.2 Conclusión del análisis del proceso de golpeteos	164
4.3.3.2.1 Primer grupo de señales	164
4.3.3.2.2 Segundo grupo de señales	166
4.3.3.2.3 Tercer grupo de señales	166
4.3.4 Proceso de prensado	167
4.3.4.1 Comparación señales del proceso de prensado	172
4.3.4.1.1 Comparación señales cprensa1 y prensa	172
4.3.4.1.2 Comparación señales ch3000b y n3000b	173
4.3.4.2 Conclusión del análisis del proceso de prensado	174
4.3.5 Proceso de levantamiento del molde	175
4.3.5.1 Comparación de señales del proceso de levantamiento	178
4.3.5.1.1 Comparación señales clevan1b y levanta	178
4.3.5.2 Conclusión del análisis del proceso de levantamiento	179
5. Presupuesto	181
6. Conclusiones y trabajos futuros	183
6.1 Conclusiones	183
6.2 Trabajos futuros	185
Bibliografía	187

Índice de figuras

1: Características de una onda	10
2: Tipos de vibraciones	11
3: Tipos de señales deterministas	11
4: Señal senoidal	12
5: Forma de onda vs espectro	14
6: Transformada de Fourier	16
7: Forma de onda de una vibración aleatoria	22
8: Cálculo autocorrelación	23
9: Función de autocorrelación de un proceso aleatorio	24
10: Diagrama PSD y su área que es igual al valor cuadrático medio	26
11: Sistema de captación de vibraciones	27
12: Generador de vibraciones accionado por un motor eléctrico	28
13: Generador de vibraciones electrohidráulico	28
14: Generador de vibraciones electrodinámico	29
15: Respuesta en frecuencia del generador electrodinámico	30
16: Elementos de un transductor	33
17: Esquema de un potenciómetro resistivo	33
18: Esquema del LVDT	35
19: Operación del LVDT: (a) Equilibrio. (b) Desplazamiento hacia la izquierda. (c) Desplazamiento a la derecha	36
20: Margen operativo lineal del LVDT	37
21: Sección transversal de un LVDT	37
22: Esquema de un transductor acoplado con tres contactos	38
23: Puente con transductor inductivo acoplado	39
24: Transductor inductivo libre de contacto	39
25: Transductor inductivo de última generación	40
26: Transductor capacitivo cilíndrico de placas paralelas	41
27: (a) Transductor capacitivo con dos placas plano-paralelas. (b) Transductor con capa de dieléctrico sólido	41
28: Modelos reales de transductores capacitivos	42
29: Orientación dipolos en el efecto piezoeléctrico	43
30: Tensión de salida en función del tiempo para un transductor piezoeléctrico	44
31: Principio operativo del método de reflexión	45
32: Sensor fotónico	45
33: Transductor electro-óptico sin reflexión	46
34: Interferómetro laser	47
35: Dos modelos de sensores ultrasónicos	48
36: Esquema de un transductor sísmico	49
37: Representación de la relación de módulos Z_m/X_m y la fase ϕ según los valores del cociente ω/ω_n para distintos valores del factor de amortiguamiento ξ	52
38: Sensor de velocidad	53
39: Transductor de velocidad lineal de devanado móvil	54
40: Transductor de velocidad lineal de núcleo móvil y la variación de la tensión de salida con el desplazamiento cuando este se mueve a velocidad fija	55
41: Esquema parte mecánica acelerómetro	57
42: Respuesta en frecuencia de un acelerómetro	58

43: Representación de la relación de módulos $\omega n^2 Z_m / A_m$ y la fase ϕ según los valores ω / ω_n para distintos valores del factor de amortiguamiento ξ	60
44: Acelerómetro capacitivo integrado en una estructura de silicio	61
45: Acelerómetro piezo-resistivo	62
46: Acelerómetro piezo-resistivo basado en galgas extensiométricas	64
47: Acelerómetro piezoeléctrico	65
48: Cristal piezoeléctrico	67
49: Característica de la sensibilidad de un acelerómetro piezoeléctrico	67
50: Construcción delta-cortante	68
51: Construcción cortante-plano	69
52: Construcción a compresión	69
53: Concepto de sensibilidad principal y transversal	70
54: Capacidad y sensibilidad en función de la temperatura	71
55: Servoacelerómetro con un mecanismo de flexión	72
56: Respuesta en frecuencia de un servoacelerómetro MEMS	74
57: Monograma de la empresa Brüel-Kjaer para la elección de los acelerómetros	76
58: Amplificador inversor	78
59: Amplificador no inversor	79
60: Seguidor de voltaje	80
61: Amplificador sumador	81
62: Amplificador integrador	82
63: Amplificador diferencial	83
64: Amplificador logarítmico	84
65: Corrección voltaje de desvío	85
66: Características de los filtros: a) pasa bajas, b) para altas, c) pasa bandas, d) supresor de banda	86
67: Elementos básicos de la conversión analógica-digital	87
68: Conversión analógica a digital: a) analógica, b) de reloj, c) muestreada, d) muestreada y retenida	88
69: Entrada-salida de un CDA	89
70: CAD de aproximaciones sucesivas	90
71: CDA en rampa	91
72: CAD de rampa doble	92
73: CAD instantáneo	93
74: Muestreo periódico	94
75: Cambio de integración subdividido a intervalos $2\pi/T$	95
76: Curva de módulos de la transformada de Fourier de una señal	96
77: Curva de módulos de la transformada de la secuencia obtenida por muestreo	96
78: Transformada de la señal en función de ω	96
79: Transformada de Fourier de la secuencia	97
80: Transformada de Fourier de la secuencia cuando el periodo de muestreo es $T > \pi/\omega_0$	98
81: Señal continua en el tiempo y su transformada de Fourier, tanto de módulo como de fase	100
82: Transformadas discretas de Fourier de una señal muestreada	101
83: Estructuras microscópicas fundición gris	109
84: Esquema de la prensa	112
85: Etapa de alimentación de presión	113

86: Etapa perdida presión	114
87: Señal de control correspondiente a la alimentación de presión	114
88: Espesor de hierro fundido no uniforme	115
89: Componentes del esfuerzo aplicado al molde de la bañera	115
90: Forma de onda de tres ciclos de bañeras	119
91: Forma de onda señal b250b	120
92: Espectro señal b250b	120
93: Forma de onda señal brue250b	121
94: Espectro señal brue250b	121
95: Forma de onda señal c250a	122
96: Espectro señal c250a	122
97: Forma de onda señal d250b	123
98: Espectro señal d250b	123
99: Autocorrelación entre las señales b250b y brue250b	124
100: Función PSD para las señales b250b y brue250b	124
101: Autocorrelación entre las señales b250b y c250a	125
102: Función PSD para las señales b250b y c250a	126
103: Autocorrelación entre las señales b250b y d250b	126
104: Función PSD para las señales b250b y d250b	127
105: Autocorrelación entre las señales brue250b y c250a	127
106: Función PSD para las señales brue250b y c250a	128
107: Autocorrelación entre las señales brue250b y d250b	128
108: Función PSD para las señales brue250b y d250b	129
109: Autocorrelación entre las señales c250a y d250b	129
110: Función PSD para las señales c250a y d250b	130
111: Forma de onda de un ciclo de bañera	131
112: Forma de onda señal b1000a	131
113: Espectro señal b1000a	132
114: Forma de onda señal brue1000b	132
115: Espectro señal brue1000b	133
116: Forma de onda señal c1000a	133
117: Espectro señal c1000a	134
118: Forma de onda señal d1000b	134
119: Espectro señal d1000b	135
120: Autocorrelación entre las señales b1000a y brue1000b	135
121: Función PSD para las señales b1000a y brue1000b	136
122: Autocorrelación entre las señales b1000a y c1000a	136
123: Función PSD para las señales b1000a y c1000b	137
124: Autocorrelación entre las señales b1000a y d1000b	137
125: Función PSD para las señales b1000a y d1000b	138
126: Autocorrelación entre las señales brue1000b y c1000a	138
127: Función PSD para las señales brue1000b y c1000a	139
128: Autocorrelación entre las señales brue1000b y d1000b	139
129: Función PSD para las señales brue1000b y d1000b	140
130: Autocorrelación entre las señales c1000a y d1000b	140
131: Función PSD para las señales c1000a y d1000b	141
132: Autocorrelación entre las señales b1000b y d1000b para una longitud de la función de correlación de 400	142
133: Autocorrelación entre las señales brue1000b y d1000b para una longitud de la función de correlación de 400	142

134: Autocorrelación entre las señales c1000a y d1000b para una longitud de la función de correlación de 500	143
135: Forma de onda de un proceso de golpeteos	144
136: Forma de onda señal b6000c	144
137: Espectro señal b6000c	145
138: Forma de onda señal brue6000b	145
139: Espectro señal brue6000b	146
140: Forma de onda señal c6000c	146
141: Espectro señal c6000c	147
142: Forma de onda señal d6000a	147
143: Espectro señal d6000a	148
144: Forma de onda señal moldecon	148
145: Espectro señal moldecon	149
146: Forma de onda señal moldesin	149
147: Espectro señal moldesin	150
148: Forma de onda señal molc2000	150
149: Espectro señal molc2000	151
150: Forma de onda señal mols2000	151
151: Espectro señal mols2000	152
152: Forma de onda señal ch20000a	152
153: Espectro señal ch20000a	153
154: Forma de onda señal n20000b	153
155: Espectro señal n20000b	154
156: Autocorrelación entre las señales b6000c y brue6000b	155
157: Función PSD para las señales b6000c y brue6000b	155
158: Autocorrelación entre las señales b6000c y c6000c	156
159: Función PSD para las señales b6000c y c6000c	156
160: Autocorrelación entre las señales b6000c y d6000a	157
161: Función PSD para las señales b6000c y d6000a	157
162: Autocorrelación entre las señales brue6000b y c6000c	158
163: Función PSD para las señales brue6000b y c6000c	158
164: Autocorrelación entre las señales brue6000b y d6000a	159
165: Función PSD para las señales brue6000b y d6000a	159
166: Autocorrelación entre las señales c6000c y d6000a	160
167: Función PSD para las señales c6000c y d6000a	160
168: Autocorrelación entre las señales moldecon y moldesin	161
169: Función PSD para las señales moldecon y moldesin	161
170: Autocorrelación entre las señales molc2000 y mols2000	162
171: Función PSD para las señales molc2000 y mols2000	162
172: Autocorrelación entre las señales ch20000a y n20000b	163
173: Función PSD para las señales ch20000a y n20000b	163
174: Autocorrelación entre las señales b6000c y d6000a para una longitud de la función de correlación de 500	164
175: Autocorrelación entre las señales brue6000b y d6000a para una longitud de la función de correlación de 500	165
176: Autocorrelación entre las señales brue6000b y d6000a para una longitud de la función de correlación de 500 y un grado de confiabilidad del 90%	165
177: Autocorrelación entre las señales c6000c y d6000a para una longitud de correlación de 500 y un grado de confiabilidad del 90%	166
178: Forma de onda de un proceso de prensado	167

179: Forma de onda de un proceso de golpeteos más prensado	168
180: Forma de onda señal cprensa1	168
181: Espectro señal cprensa1	169
182: Forma de onda señal prensa	169
183: Espectro señal prensa	170
184: Forma de onda señal ch3000b	170
185: Espectro señal ch3000b	171
186: Forma de onda señal n3000b	171
187: Espectro señal n3000b	172
188: Autocorrelación entre las señales cprensa1 y prensa	172
189: Función PSD para las señales cprensa1 y prensa	173
190: Autocorrelación entre las señales ch3000b y n3000b	173
191: Función PSD para las señales ch3000b y n3000b	174
192: Autocorrelación entre las señales cprensa1 y prensa para una longitud de la función de correlación de 500 y un grado de confiabilidad del 90%	175
193: Forma de onda de un proceso de levantamiento	176
194: Forma de onda señal clevan1b	176
195: Espectro señal clevan1b	177
196: Forma de onda señal levanta	177
197: Espectro señal levanta	178
198: Autocorrelación entre las señales clevan1b y levanta	178
199: Función PSD para las señales clevan1b y levanta	179
200: Autocorrelación entre las señales clevan1b y levanta para un grado de confiabilidad del 90%	180

Tablas

1: Tipos de transductores	31
2: Magnitud a medir en función de la frecuencia	31
3: Rangos de composición química para hierros fundidos sin alear	108
4: Propiedades mecánicas típicas y aplicaciones de los hierros fundidos	110



0. INTRODUCCIÓN

0.1 Ambientación del proyecto

A finales del siglo XVIII surge la primera revolución industrial en Inglaterra, donde se pasa de un modelo productivo artesanal a un modelo basado en las máquinas. El estudio de vibraciones para maquinaria surge como una necesidad para tratar de identificar y corregir los defectos en el proceso de fabricación.

Con la revolución informática y el abaratamiento de los equipos informáticos, el tratamiento de señales ha pasado de ser un proceso costoso, lento y poco utilizado a un proceso generalizado dentro de la industria.

La aplicación informática referida al control industrial que se emplea en este proyecto es Matlab. Esta herramienta informática ofrece un entorno de desarrollo integrado (IDE) con un lenguaje de programación propio (lenguaje M). Entre sus prestaciones básicas se hallan la manipulación de matrices, la representación de datos y funciones, la implementación de algoritmos, la creación de interfaces de usuario (GUI) y la comunicación con programas en otros lenguajes y con otros dispositivos hardware.

Detectar un defecto incipiente en una máquina antes de que se llegue a producir la avería, ha sido una preocupación constante en los responsables de mantenimiento. Tradicionalmente, se han distinguido 5 tipos de mantenimiento, que se diferencian entre sí por el carácter de las tareas que incluyen:

- Mantenimiento correctivo: Es el conjunto de tareas destinadas a corregir los defectos que se van presentando en los distintos equipos y que son comunicados al departamento de mantenimiento por los mismos usuarios.
- Mantenimiento preventivo: Es el mantenimiento que tiene por misión mantener un nivel de servicio determinado en los equipos, programando las correcciones de sus puntos vulnerables en el momento más oportuno.
- Mantenimiento predictivo: Es el que persigue conocer e informar permanentemente del estado y operatividad de las instalaciones mediante el conocimiento de los valores de determinadas variables, representativas de tal estado y operatividad. Para aplicar este mantenimiento, es necesario identificar unas variables físicas (temperatura, vibración, consumo de energía, etc.) cuya variación sea indicativa de problemas que puedan estar apareciendo en el equipo o en el proceso. Es el tipo de mantenimiento más tecnológico, pues requiere medios técnicos avanzados, y de fuertes conocimientos matemáticos, físicos y técnicos.



- Mantenimiento cero horas (overhaul): Es el conjunto de tareas cuyo objetivo es revisar los equipos a intervalos programados, antes de que aparezca ningún fallo o bien cuando la fiabilidad del equipo ha disminuido apreciablemente de manera que resulta arriesgado hacer previsiones sobre su capacidad productiva. Dicha revisión consiste en dejar el equipo a cero horas de funcionamiento, es decir, como si el equipo fuera nuevo. En estas revisiones se sustituyen o se reparan todos los elementos sometidos a desgaste. Se pretende asegurar, con gran probabilidad un tiempo de buen funcionamiento fijado de antemano.
- Mantenimiento en uso: Es el mantenimiento básico de un equipo realizado por los usuarios del mismo. Consiste en una serie de tareas elementales (toma de datos, inspecciones visuales, limpieza, lubricación, reapriete de tornillos, etc.) para la que no es necesario una gran formación, sino solo un entrenamiento que se puede realizar en un periodo breve de tiempo. Este tipo de mantenimiento es la base del Mantenimiento Productivo Total.

Esta división de tipos de mantenimiento presenta el inconveniente de que cada equipo necesita una mezcla de cada uno de esos tipos, de manera que no podemos pensar en aplicar uno solo de ellos a un equipo en particular. Un modelo de mantenimiento es una mezcla de los anteriores tipos de mantenimiento en unas proporciones determinadas, y que responde adecuadamente a las necesidades de un equipo concreto. Los distintos modelos de mantenimiento son los siguientes:

- Modelo correctivo: Este modelo es el más básico, e incluye, además del proceso de inspección visual y lubricación típico, la reparación de averías que surjan. Este tipo de modelo es aplicable a equipos con el nivel más bajo de criticidad, cuyas averías no suponen ningún problema, ni económico ni técnico.
- Modelo condicional: Incluye las actividades del modelo correctivo, y además, la realización de una serie de pruebas o ensayos que condicionaran una actuación posterior. Si tras las pruebas se descubre una anomalía, se programara una intervención; si por el contrario, todo es correcto, no se actuara sobre el equipo. Este modelo de mantenimiento es válido en aquellos equipos de poco uso, o equipos que a pesar de ser importantes en el sistema productivo su probabilidad de fallo es baja.
- Modelo sistemático: Este modelo incluye un conjunto de tareas que se realizaran sin importar cuál es la condición del equipo, además se realizaran algunas mediciones y pruebas para decidir si se realizan otras tareas de mayor envergadura; y por último se resolverán las averías que surjan. Es un modelo de gran aplicación en equipos de disponibilidad media, de cierta importancia en el sistema productivo y cuyas averías causan algunos trastornos. Es importante señalar que un equipo sujeto a un modelo de mantenimiento sistemático no tiene por qué tener todas sus tareas con una periodicidad fija. Simplemente, un equipo con este modelo de



mantenimiento puede tener tareas sistemáticas, que se realicen sin importar el tiempo que lleva funcionando o el estado de los elementos sobre los que se trabaja. Es la principal diferencia con los dos modelos anteriores, en los que para realizar una tarea debe presentarse algún síntoma de fallo.

- Modelo de Alta Disponibilidad: Es el modelo más exigente y exhaustivo de todos. Se aplica en aquellos equipos que bajo ningún concepto pueden sufrir una avería o un mal funcionamiento. Son equipos a los que se exige unos niveles de disponibilidad altísimos, por encima del 90%. La razón de un nivel tan alto de disponibilidad es en general el alto coste en producción que tiene una avería. Con una exigencia tan alta, no hay tiempo para el mantenimiento que requiera parada del equipo (correctivo, preventivo sistemático). Para mantener estos equipos es necesario emplear técnicas de mantenimiento predictivo, que nos permitan conocer el estado del equipo con él en marcha, y a paradas programadas, que supondrán una revisión general completa, con una frecuencia generalmente anual o superior. En esta revisión se sustituyen, en general, todas aquellas piezas sometidas a desgaste o con probabilidad de fallo a lo largo del año (piezas con una vida inferior a dos años). Estas revisiones se preparan con gran antelación, y no tiene porqué ser exactamente iguales año tras año.

Las bañeras como elemento sanitario, son fundamentales dentro de la higiene de la sociedad actual. Para producirlas se utiliza un proceso de fundición de hierro gris sobre un molde de arena en verde. El análisis de vibraciones que se realiza en este proyecto se aplica sobre todo el proceso de fabricación del molde, debido a que este proceso es el más crítico de cara a posibles defectos de fabricación de la bañera.



0.2 Objetivos

El objetivo principal de este proyecto es encontrar, mediante un estudio vibratorio, las pautas de comportamiento vibratorio de un proceso concreto de la línea de producción de moldes para bañeras esmaltadas de la empresa ROCA S.A.

La empresa para tratar de averiguar que bañeras van a resultar defectuosas y cuáles no, utiliza un método basado en el estudio de diversos parámetros como son la densidad de la arena de fundición, la composición de la misma, la humedad relativa, etc. Este estudio que realiza la empresa no es del todo preciso, debido a que ciertas bañeras que entran dentro de los parámetros resultan ser defectuosas. Por lo que se trata de buscar un método predictivo que identifique las bañeras que van a ser defectuosas antes de realizar el proceso de fundición, este método es el análisis de vibraciones.

El proceso más crítico dentro de la producción de las bañeras consiste lo siguiente:

- En primer lugar se sitúa un molde sobre la mesa vibratoria.
- Tras situarlo en la mesa se deposita arena de fundición.
- Después se aplica un proceso de vibración para eliminar el aire que hay en la arena y que esta quede uniforme.
- Acto seguido se realiza un proceso de prensado de la arena para que esta quede compactada.
- Por último el molde con arena compactada se eleva mediante el pistón de la mesa vibratoria hasta un puente donde un brazo robótico retira el molde y lo pone a disposición del siguiente proceso productivo.

Para conseguir realizar el objetivo principal, es necesario cumplir los siguientes objetivos secundarios:

1. Adaptación literaria al castellano del libro Simon Braun para conocer los métodos de procesamiento de señales.
2. Traducción al castellano de los ejemplos en Matlab contenidos en el libro S. Braun, comprobando posteriormente su correcto funcionamiento una vez modificados.
3. Recopilación de documentación técnica relacionada con los siguientes temas:
 - Concepto vibración, tipos de vibraciones y el método que se emplea en la medición de las vibraciones.
 - Tipos de hierros de fundición.
4. Ajuste del programa 12.2 del libro S. Braun para poder cargar señales externas.



5. Tratamiento de señales sobre el programa cedido por el tutor del proyecto para identificar las propiedades intrínsecas.
6. Realización del análisis de vibraciones mediante el ejercicio del punto 4.
7. Conclusiones.
8. Redacción de la memoria.



0.3 Estructura del documento

El proyecto está dividido en 7 capítulos donde se describe todo el trabajo desarrollado:

- Capítulo 0

Consta de una introducción donde se describe el proceso productivo, el objetivo en el que se basa el proyecto, las etapas empleadas para consecución de la memoria, y para finalizar, la estructura del documento.

- Capítulo 1

En este capítulo se aborda la vibración, desde el mismo concepto de vibración hasta los tipos de vibraciones que son aplicables al posterior análisis vibratorio.

- Capítulo 2

Describe todo el proceso para la captación de vibraciones; desde lo que las genera hasta todo el proceso que hay que realizar para poder transformar una variable física en una variable electrónica que pueda introducirse en un ordenador para su posterior análisis.

- Capítulo 3

En este apartado se explica cómo es el sistema real. En primer lugar se indica los tipos de hierros fundidos que son aplicables a la fabricación de bañeras, para posteriormente explicar la mesa vibratoria y el funcionamiento de la prensa mecánica.

- Capítulo 4

Es el apartado práctico del documento, donde se realizan los distintos análisis vibratorios a diferentes tipos de señales. Al final de cada análisis se describe una conclusión local del mismo.

- Capítulo 5

Se indica el presupuesto necesario para la consecución del proyecto.

- Capítulo 6

En este capítulo contiene las conclusiones globales respecto al análisis vibratorio que aparece en el capítulo 4.

- Bibliografía

Se detallan todos los documentos más importantes que se utilizan para la consecución de este proyecto.



- Anexo

El anexo está contenido en formato electrónico. Contiene la traducción del libro de Simón Braun “Descubriendo el procesamiento de señales”, así como la traducción de la totalidad de los ejemplos prácticos, en formato Matlab, contenidos en el libro.





1. VIBRACIONES

1.1 Introducción

El primer paso es comprender lo que es una vibración para poder realizar el análisis a posteriori.

Una vibración se puede considerar como la oscilación o el movimiento repetitivo de un objeto alrededor de una posición de equilibrio. La posición de equilibrio es a la que llegará cuando la fuerza que actúa sobre él sea cero. Este tipo de vibración se llama vibración de cuerpo entero, lo que quiere decir que todas las partes del cuerpo se mueven juntas en la misma dirección en cualquier momento. El movimiento vibratorio de un cuerpo entero se puede describir completamente como una combinación de movimientos individuales de 6 tipos diferentes. Esos son traslaciones en las tres direcciones ortogonales x , y , y z , y rotaciones alrededor de los ejes x , y , y z . Cualquier movimiento complejo que el cuerpo pueda presentar se puede descomponer en una combinación de esos seis movimientos.

Otro término que se relaciona con la vibración es el choque, que se define como un cambio abrupto o repentino en una energía aplicada. A menudo el choque se considera como una función transitoria de la vibración. La terminología en este campo puede dar lugar a solapes en las definiciones de ambos vocablos según sea el periodo o función del tiempo considerado.

La amplitud de una vibración se define como la distancia del punto correspondiente a la posición de equilibrio, al punto en que se tiene el máximo desplazamiento. El periodo es el tiempo necesario para un ciclo, o para un viaje ida y vuelta, o de un cruce del nivel cero hasta el siguiente cruce del nivel cero en la misma dirección. El periodo se mide en segundos o milisegundos dependiendo de la forma de la onda. El número de veces que se repite el movimiento por unidad de tiempo es la frecuencia f del movimiento.

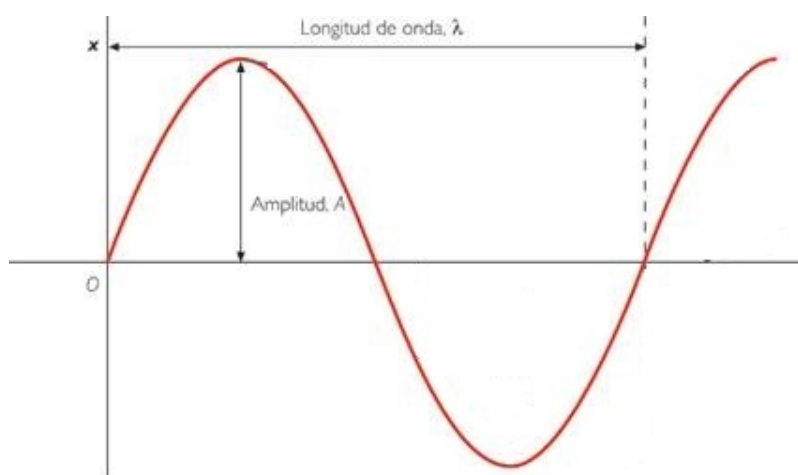


Figura 1: Características de una onda periódica

El movimiento periódico que se produce cuando un sistema elástico se desplaza de su posición de equilibrio y se abandona a sus fuerzas internas, se conoce con el nombre de vibración libre. La frecuencia de una vibración libre se conoce como frecuencia natural o propia del sistema, y es característica de cada sistema. Cuando la vibración es consecuencia de la aplicación de una fuerza periódica externa, se denomina entonces vibración forzada. Si la frecuencia de la fuerza periódica externa es la misma que la frecuencia natural del sistema, la amplitud de la vibración se amplifica y se dice entonces que el sistema ha entrado en resonancia.

1.2 Tipos de vibración

Desde un punto de vista teórico y práctico es posible dividir todas las señales del dominio del tiempo en varios grupos. Estas señales producen diferentes tipos de espectros, y para evitar errores cuando llevamos a cabo el análisis de frecuencias, es conveniente conocer sus características.

Las vibraciones se dividen en dos grandes grupos:

- Vibraciones deterministas: son aquellas que se pueden describir mediante expresiones matemáticas que definen la forma en que el valor instantáneo varía con el tiempo. Las señales deterministas pueden ser periódicas y no periódicas.
- Vibraciones aleatorias: se pueden describir únicamente empleando parámetros estadísticos. Las señales aleatorias se subdividen en estacionarias y no estacionarias.

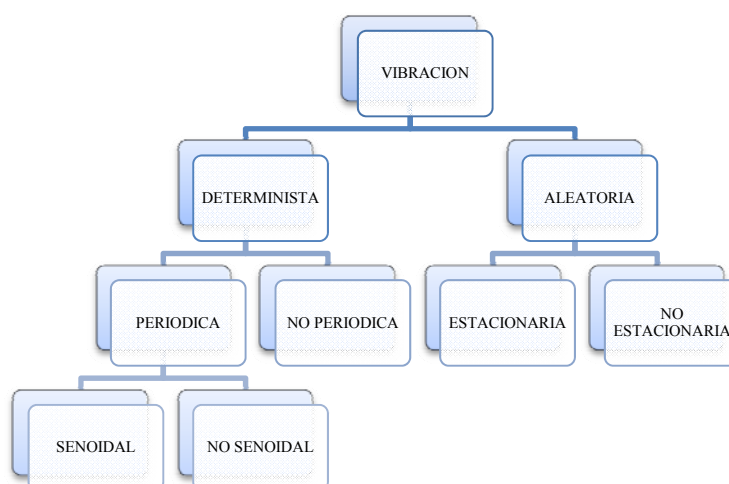


Figura 2: Tipos de vibraciones

1.2.1 Vibración determinista

Las señales deterministas tienen un contenido de frecuencia y de nivel relativamente constante por un largo periodo de tiempo. Las señales deterministas son generadas por maquinaria rotativa, instrumentos musicales, y generadores de funciones eléctricas. Se pueden dividir en señales periódicas, y no periódicas. Las señales periódicas tienen formas de ondas con un patrón que se repite a igual distancia en el tiempo. Las señales no periódicas tienen formas de onda con una repetición variable en el tiempo, pero que puede parecer periódica al ojo del observador.

Las señales deterministas son probablemente las más importantes en el análisis de vibraciones y sus espectros se ven así:

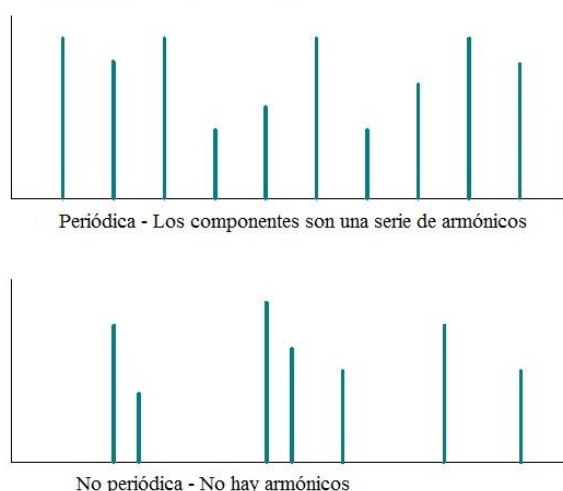


Figura 3: Tipos de señales deterministas

1.2.1.1 Vibración periódica

El movimiento periódico se puede considerar como un movimiento de oscilación alrededor de una posición fija de referencia, donde la curva de movimiento se repite exactamente cada cierto tiempo T denominado período. El tipo más simple de función periódica es el movimiento armónico, en el que la función se puede representar por medio de una onda senoidal. Si x es el valor instantáneo del desplazamiento y X_m es la amplitud máxima se tiene: periódica de armónicos:

$$x = X_m \text{ sen } \omega t ; \omega = 2\pi f ; f = \frac{1}{T} \quad (1.1)$$

Donde:

ω frecuencia angular [rad/seg]

f frecuencia [seg⁻¹]

T periodo [seg]

$$x(t) = x(t + T)$$

Teniendo en cuenta (1.1), las expresiones para la velocidad v y la aceleración a del movimiento serán respectivamente:

$$v = \frac{dx}{dt} = x' = X_m \omega \cos \omega t \quad (1.2)$$

$$a = \frac{d^2x}{dt^2} = x'' = -X_m \omega^2 \text{ sen } \omega t$$

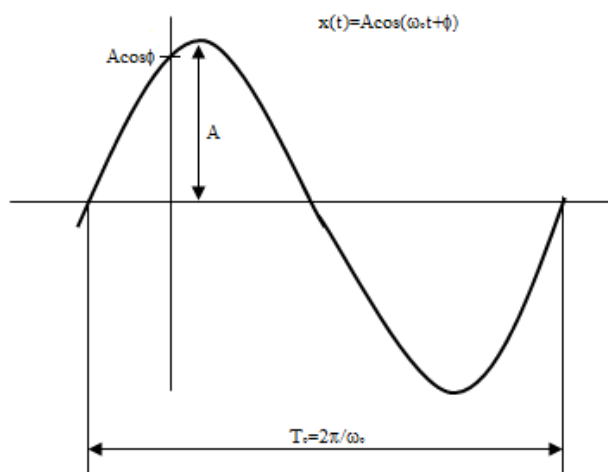


Figura 4: Señal senoidal



Si se parte de una aceleración conocida:

$$a = A_m \sin \omega t \quad (1.3)$$

Para obtener la velocidad, deberá integrarse (1.3) una vez, resultando:

$$v = \int a \, dt = \int A_m \sin \omega t \, dt = -\frac{A_m}{\omega} \cos \omega t \quad (1.4)$$

De un modo similar, el desplazamiento será la integral de la velocidad:

$$x = \int v \, dt = -\frac{A_m}{\omega^2} \sin \omega t \quad (1.5)$$

Para definir las magnitudes periódicas se emplean los términos valor medio X_{medio} y valor eficaz X_{ef} que corresponden a las ecuaciones:

$$X_{\text{medio}} = \frac{1}{T} \int_0^T x(t) \, dt \quad ; \quad X_{\text{eficaz}} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T x^2(t) \, dt} \quad (1.6)$$

Generalmente en la práctica se utiliza con mayor frecuencia el valor eficaz de una señal ya que tiene relación con la energía de la onda.

En el caso de que se trate de un movimiento armónico puro (sinusoidal) del tipo indicado en (1.1), la aplicación de (1.6) nos da:

$$X_{\text{medio}} = \frac{1}{T/2} \int_0^{T/2} X_m \sin \omega t \, dt = \frac{2}{\pi} X_m \quad (1.7)$$

$$X_{\text{eficaz}} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T X_m^2 \sin^2 \omega t \, dt} = \frac{X_m}{\sqrt{2}}$$

En las ecuaciones anteriores, el valor medio se ha obtenido en un semiperiodo ya que según (1.6) deben tomarse el valor absoluto de $x(t)$. Se denomina factor de forma de una onda al cociente:

$$F_f = \frac{X_{\text{eficaz}}}{X_{\text{medio}}} \quad (1.8)$$

Y factor de cresta:

$$F_c = \frac{X_m}{X_{\text{eficaz}}} \quad (1.9)$$

La mayoría de las vibraciones que se aprecian en la práctica no son movimientos armónicos puros, aunque muchas de ellas se pueden considerar como periódicas.

Un método que conduce a una información más útil cuando se estudian ondas periódicas no armónicas, es el análisis en el dominio de la frecuencia, también llamado análisis de espectro de la señal de vibración.

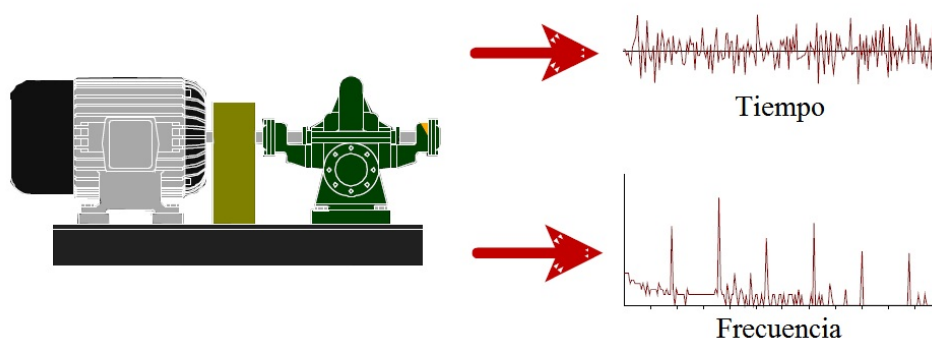


Figura 5: Forma de onda vs espectro

La transformada matemática, que convierte la forma de la onda del dominio del tiempo al dominio de la frecuencia se llama la transformada de Fourier. Una onda periódica se puede considerar como la suma de una serie de ondas sinusoidales de diversas frecuencias (denominadas armónicas). Si se tiene una función periódica $f(t) = f(t + T)$ se puede escribir:

$$f(t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} (a_n \cos n\omega_0 t + b_n \sin n\omega_0 t) \quad (1.10)$$

Donde:

ω_0 frecuencia angular fundamental ($2\pi / T$) [rad / seg]

T periodo [seg]

Cuando mayor sea el número de sumandos elegidos se tendrá una aproximación más cercana a la señal real $f(t)$. Los valores de a y b de la ecuación (1.10) son:

$$a_n = \frac{2}{T} \int_{-T/2}^{T/2} f(t) \cos n\omega_0 t \, dt ; \quad b_n = \frac{2}{T} \int_{-T/2}^{T/2} f(t) \sin n\omega_0 t \, dt \quad (1.11)$$

La primera ecuación anterior permite calcular el término a_0 de (1.10) para el caso específico en la que se tiene $n = 0$. En esta situación resulta:



$$a_0 = \frac{2}{T} \int_{-T/2}^{T/2} f(t) dt \quad (1.12)$$

El desarrollo de Fourier admite también una representación exponencial. Teniendo en cuenta la identidad de Euler:

$$e^{j\omega_0 t} = \cos \omega_0 t + j \sen \omega_0 t \quad (1.13)$$

Se puede escribir:

$$\cos n\omega_0 t = \frac{e^{jn\omega_0 t} + e^{-jn\omega_0 t}}{2} ; \sen n\omega_0 t = \frac{e^{jn\omega_0 t} - e^{-jn\omega_0 t}}{2j} \quad (1.14)$$

Sustituyendo (1.14) en (1.10) resulta:

$$f(t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} \left[\frac{1}{2} (a_n - j b_n) e^{jn\omega_0 t} + \frac{1}{2} (a_n + j b_n) e^{-jn\omega_0 t} \right] \quad (1.15)$$

Y haciendo:

$$c_0 = \frac{a_0}{2} ; c_n = \frac{1}{2} (a_n - j b_n) ; c_{-n} = \frac{1}{2} (a_n + j b_n) \quad (1.16)$$

La expresión (1.15) se convierte en:

$$f(t) = c_0 + \sum_{n=1}^{\infty} [c_n e^{jn\omega_0 t} + c_{-n} e^{-jn\omega_0 t}] \quad (1.17)$$

La ecuación anterior se denomina forma exponencial o compleja de la serie $f(t)$ de Fourier. Los coeficientes c_n se pueden evaluar fácilmente teniendo en cuenta las ecuaciones (1.11) y (1.16) resultando:

$$c_0 = \frac{a_0}{2} = \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} f(t) dt \quad (1.18)$$

$$c_n = \frac{1}{2} (a_n - j b_n) = \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} f(t) e^{-jn\omega_0 t} dt \quad (1.19)$$

$$c_{-n} = \frac{1}{2} (a_n + j b_n) = \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} f(t) e^{jn\omega_0 t} dt \quad (1.20)$$

Si $f(t)$ es real, entonces se cumple:

$$c_{-n} = c_n^* \quad (1.21)$$

Donde c_n^* es el conjugado de c_n . Se dice que el número complejo de la forma $A = C e^{j\theta}$ esta en forma exponencial. El factor positivo real C es la amplitud o magnitud y la cantidad real θ que aparece es el ángulo o argumento. Por tanto el complejo conjugado de un número tendrá la misma amplitud, pero ángulo negativo $-\theta$. Las ecuaciones (1.18), (1.19), (1.20) se pueden combinar en una sola fórmula, es decir:

$$c_n = \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} f(t) e^{-jn\omega_0 t} dt ; n = 0, \pm 1, \pm 2 \dots \quad (1.22)$$

El coeficiente c_n tendrá en general la forma compleja: $c_n = |c_n| e^{j\phi_n}$, donde $|c_n|$ es el módulo y ϕ_n es la fase de c_n .

Físicamente el desarrollo en serie de Fourier representa una conversión de una función $f(t)$ del dominio del tiempo t al dominio de la frecuencia. Como indican las expresiones (1.10) y (1.17), las series de Fourier pueden tener la forma trigonométrica o la exponencial. Para pasar de una forma a otra se debe aplicar la relación de Euler como ya se ha descrito anteriormente.

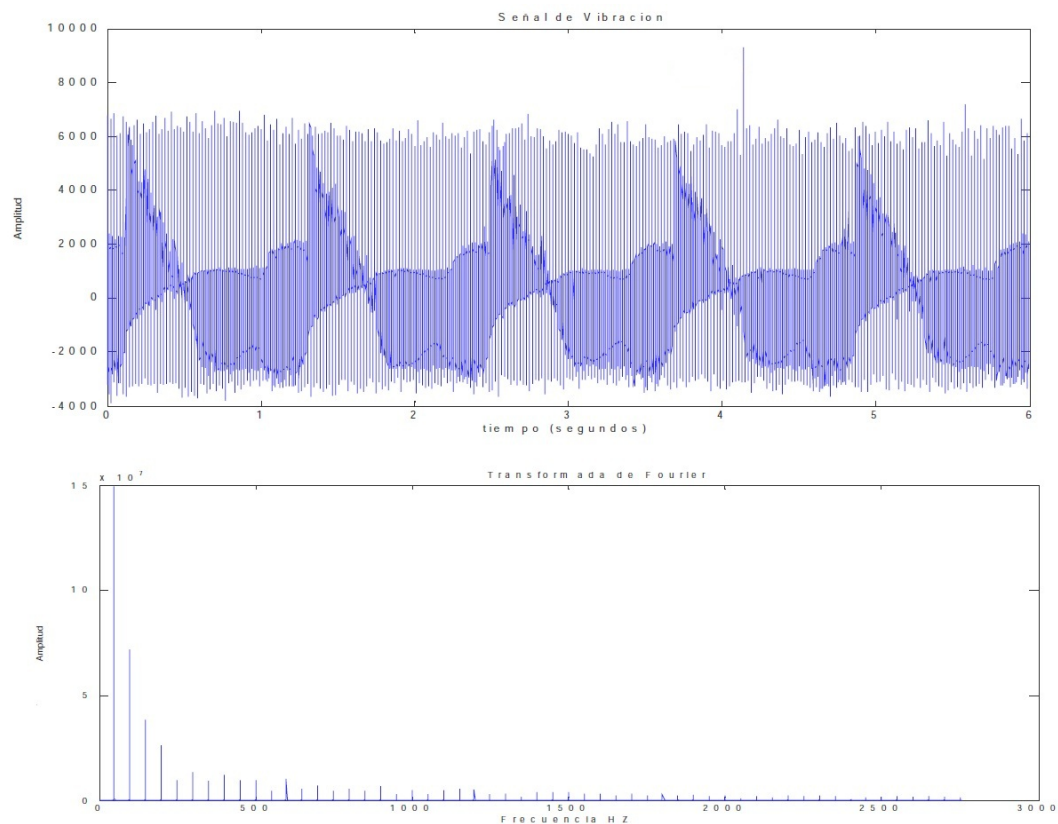


Figura 6: Transformada de Fourier



Para poder realizar el análisis de densidad espectral de potencia (Power Spectral Density) a las vibraciones, es necesario conocer el contenido de potencia de una función periódica $f(t)$. El contenido de potencia de una función periódica $f(t)$ en el periodo T se define como el valor cuadrático medio:

$$\frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} (f(t))^2 dt \quad (1.23)$$

La ecuación (1.23) se puede expresar en función de los componentes c_n del desarrollo exponencial de Fourier de $f(t)$. Para obtener la ecuación correspondiente, vamos a demostrar que si en general se tiene dos funciones periódicas $f_1(t)$ y $f_2(t)$ se cumple:

$$\frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} f_1(t) f_2(t) dt = \sum_{-\infty}^{\infty} (c_1)_n (c_2)_{-n} \quad (1.24)$$

Donde $(c_1)_n$ y $(c_2)_n$ son los coeficientes complejos de Fourier de $f_1(t)$ y $f_2(t)$ respectivamente.

La demostración de (1.24) es evidente si se conocen las expresiones (1.22) y el desarrollo exponencial $f(t) = \sum_{-\infty}^{\infty} c_n e^{jn\omega_0 t}$, entonces se cumplirá:

$$\begin{aligned} f_1(t) &= \sum_{-\infty}^{\infty} (c_1)_n e^{jn\omega_0 t} \quad ; \quad (c_1)_n = \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} f_1(t) e^{-jn\omega_0 t} dt \\ f_2(t) &= \sum_{-\infty}^{\infty} (c_2)_n e^{jn\omega_0 t} \quad ; \quad (c_2)_n = \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} f_2(t) e^{-jn\omega_0 t} dt \end{aligned} \quad (1.25)$$

Y por consiguiente se tendrá:

$$\frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} f_1(t) f_2(t) dt = \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} \left[\sum_{-\infty}^{\infty} (c_1)_n e^{jn\omega_0 t} f_2(t) dt \right] \quad (1.26)$$

Es decir:

$$\begin{aligned} \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} f_1(t) f_2(t) dt &= \sum_{-\infty}^{\infty} (c_1)_n \left[\frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} f_2(t) e^{jn\omega_0 t} dt \right] \Rightarrow \\ &\Rightarrow \sum_{-\infty}^{\infty} (c_1)_n \left[\frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} f_2(t) e^{-j(-n)\omega_0 t} dt \right] = \sum_{-\infty}^{\infty} (c_1)_n (c_2)_{-n} \end{aligned} \quad (1.27)$$

Que es precisamente la ecuación (1.24) que se quería demostrar. En el caso particular en que se tenga una misma función $f_1(t) = f_2(t) = f(t)$ resultará:

$$\frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} f_1(t) f_2(t) dt = \sum_{-\infty}^{\infty} (c_1)_n (c_2)_{-n} \quad (1.28)$$

Si $f(t)$ es real sabemos que se cumple (1.21), es decir $c_{-n} = c_n^*$ y por consiguiente (1.28) se convierte en:

$$\frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} [f(t)]^2 dt = \sum_{-\infty}^{\infty} c_n c_n^* = \sum_{-\infty}^{\infty} |c_n|^2 \quad (1.29)$$

La igualdad (1.29) se conoce con el nombre de Teorema de Parseval y permite calcular el contenido de energía de una señal, en función de sus coeficientes exponenciales de Fourier.

1.2.1.2 Vibración no periódica

La vibración no periódica, no cumple con patrones especiales que se repiten constantemente o es demasiado difícil detectar donde comienza un ciclo y donde termina. Estas vibraciones están asociadas generalmente a fenómenos transitorios y choques mecánicos. Un choque mecánico es percibido por una repentina aceleración o desaceleración causada normalmente por un impacto; cualquier tipo de contacto directo entre dos cuerpos provoca un choque. Lo que lo caracteriza es la duración del contacto que, generalmente, es muy corta y es entonces cuando se transmite la mayor cantidad de energía entre los cuerpos. Un choque mecánico se puede medir y se puede expresar como una aceleración, velocidad o desplazamiento y para describir el fenómeno debe especificarse la señal en función del tiempo. En la mayoría de los casos no es la forma del impulso, en sí misma la que tiene interés, sino más bien su efecto sobre un cierto objeto, lo más práctico en estos casos es realizar un análisis en el dominio de la frecuencia.

Muchos problemas prácticos de transitorios y choques no involucran funciones periódicas, lo que implica que es deseable desarrollar un método de análisis de Fourier que incluya funciones no periódicas. Si partimos de una función $f(t)$ periódica en el tiempo de periodo T , cuando T se aproxima a infinito, $f(t)$ se convierte en una función no periódica. Para una función periódica sabemos que su análisis en el dominio de la frecuencia da como resultado una serie de Fourier de la forma:

$$f(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} c_n e^{jn\omega_0 t} \quad ; \quad c_n = \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} f(t) e^{-jn\omega_0 t} dt \quad (1.30)$$

De las ecuaciones anteriores se puede escribir:

$$f(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \left[\frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} f(\tau) e^{-jn\omega_0 \tau} d\tau \right] e^{jn\omega_0 t} \quad (1.31)$$



Aquí, se ha empleado la variable de paso τ en la integral, para evitar confusiones con t . Como quiera que $1/T = \omega_0 / 2\pi$, la ecuación (1.31) se puede expresar como:

$$f(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \left[\frac{1}{2\pi} \int_{-T/2}^{T/2} f(\tau) e^{-jn\omega_0\tau} d\tau \right] \omega_0 e^{jn\omega_0 t} \quad (1.32)$$

De este modo si se considera la función $f(t)$ como no periódica, es decir cuando $T \Rightarrow \infty$, ω_0 tenderá a cero. Si denominamos $\omega_0 = \Delta\omega$, entonces, la frecuencia de cualquier armónico $n\omega_0$ debe corresponderse a la variable general de la frecuencia que describe el espectro continuo. En otras palabras $n \Rightarrow \infty$, a medida que $\omega_0 = \Delta\omega \Rightarrow 0$, de tal modo que el producto $n\omega_0$ es finito, es decir:

$$n \omega_0 = n \Delta\omega \Rightarrow \omega \quad (1.33)$$

De este modo (1.32) se convierte en:

$$f(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \left[\frac{1}{2\pi} \int_{-T/2}^{T/2} f(\tau) e^{-jn\omega_0\tau} d\tau \right] e^{jn\Delta\omega t} \Delta\omega \quad (1.34)$$

En el límite $T \Rightarrow \infty$, $\Delta\omega \Rightarrow d\omega$, y el sumatorio se convierte en la integral sobre ω ; es decir, la función no periódica $f(t)$ se convierte en:

$$f(t) = \int_{-\infty}^{\infty} \left[\int_{-\infty}^{\infty} f(t) e^{-j\omega t} dt \right] e^{j\omega t} d\omega \quad (1.35)$$

Si se define:

$$F(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} f(\tau) e^{-j\omega\tau} d\tau = \int_{-\infty}^{\infty} f(t) e^{-j\omega t} dt \quad (1.36)$$

Entonces (1.35) se convierte en:

$$f(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} F(\omega) e^{j\omega t} d\omega \quad (1.37)$$

Las expresiones (1.36) y (1.37) son la representación de Fourier de la función no periódica. La función $F(\omega)$ definida por (2.45) se conoce como la integral de Fourier o transformada de Fourier de $f(t)$ y la operación de hallar la transformada de Fourier se simboliza frecuentemente por \mathbf{F} ; esto es:

$$F(\omega) = \mathbf{F}[f(t)] = \int_{-\infty}^{\infty} f(t) e^{-j\omega t} dt \quad (1.38)$$

Análogamente F^{-1} es el símbolo que se utiliza para indicar la operación inversa o sea obtener $f(t)$ cuando se conoce $F(\omega)$; esto es la transformada inversa de Fourier:

$$f(t) = F^{-1}[F(\omega)] = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} F(\omega) e^{j\omega t} d\omega \quad (1.39)$$

Las ecuaciones (1.38) y (1.39) se conocen como pares de transformadas de Fourier.

La función $F(\omega) = F[f(t)]$ es en general compleja y se tiene:

$$F(\omega) = R(\omega) + jX(\omega) = |F(\omega)| e^{j\phi(\omega)} \quad (1.40)$$

Donde:

$F(\omega)$ espectro de amplitud de $f(t)$

$\phi(\omega)$ espectro de fase de $f(t)$

Si $f(t)$ es real se puede demostrar que $F^*(\omega) = F(-\omega)$, téngase en cuenta que:

$$F(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} f(t) e^{-j\omega t} dt \Rightarrow F(-\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} f(t) e^{j\omega t} dt \quad (1.41)$$

De las ecuaciones anteriores, se infiere que si $f(t)$ es función real de t , entonces:

$$F^*(\omega) = F(-\omega) \quad (1.42)$$

Si comparamos (1.30) y (1.39) resulta:

$$f(t) = \sum_{-\infty}^{\infty} c_n e^{jn\omega_0 t} \quad ; \quad f(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} F(\omega) e^{j\omega t} d\omega \quad (1.43)$$

La primera ecuación (1.43) representa el desarrollo en serie de Fourier de la función periódica $f(t)$ que supone un espectro discreto de amplitudes $|c_n|$ a las frecuencias: $0, \pm\omega, \pm 2\omega, \dots$ etc. La segunda ecuación (1.43) representa la transformada de Fourier de $f(t)$, los términos $1/2\pi |F(\omega)| d\omega$ representan la magnitud infinitesimal de un armónico a la frecuencia angular ω . Aunque $|F(\omega)| d\omega$ es infinitesimal, $F(\omega)$ es finito; por esta razón el gráfico que representa $|F(\omega)|$ en función de ω es continuo (espectro continuo) y se denomina generalmente espectro de amplitud de $f(t)$.

Como se ha visto anteriormente, la potencia de una señal para una función periódica, se puede relacionar con la potencia contenida en cada una de las componentes de frecuencia discreta (1.29). El mismo concepto se puede extender a funciones no periódicas, para las cuales se usa un concepto más útil: el contenido de energía E , el cual está definido por:



$$E = \int_{-\infty}^{\infty} |f(t)|^2 dt \quad (1.44)$$

El teorema de Parseval aplicado a señales no periódicas, equivalente al expuesto en (1.29) para señales periódicas, es:

$$\int_{-\infty}^{\infty} |f(t)|^2 dt = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} |F(\omega)|^2 d\omega \quad (1.45)$$

Teniendo en cuenta (1.45) el contenido de energía E de una señal vendrá dado por la ecuación:

$$E = \int_{-\infty}^{\infty} |f(t)|^2 dt \quad (1.46)$$

Por esta razón $|F(\omega)|^2 = S(\omega)$ se denomina función de densidad de energía espectral de $f(t)$; el producto de $S(\omega) d\omega$ representara la energía en una banda infinitesimal $d\omega$.

$$E = \int_{-\infty}^{\infty} |f(t)|^2 dt = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} |F(\omega)|^2 d\omega = \int_{-\infty}^{\infty} |F(\omega)|^2 df \quad (1.47)$$

1.2.2 Vibración aleatoria

La vibración aleatoria no cumple con patrones especiales que se repiten constantemente o es demasiado difícil detectar donde comienza un ciclo y donde termina. Para obtener una descripción completa de este proceso vibratorio, debería hacerse un registro de la señal durante un tiempo suficientemente grande, teóricamente infinito; en el caso real la medida de la vibración se realiza para un tiempo finito. El estudio de las vibraciones aleatorias consiste en averiguar de qué forma las características estadísticas del movimiento de un sistema aleatoriamente excitado dependen de las características estadísticas de la excitación y de las propiedades dinámicas del sistema vibrante.

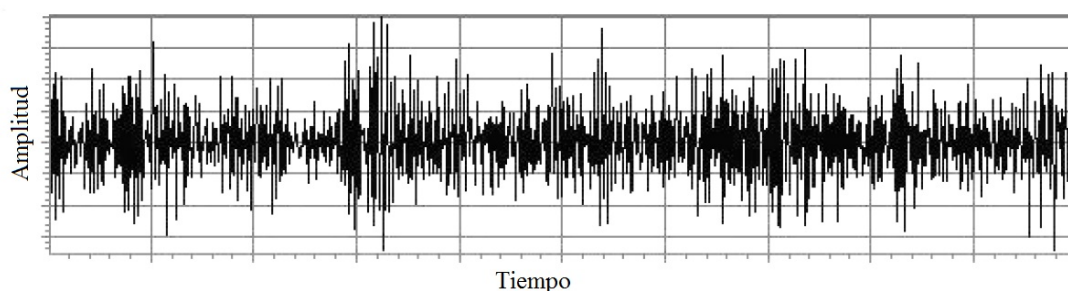


Figura 7: Forma de onda de una vibración aleatoria

La primera distinción a resaltar cuando se estudia una señal es si esta es o no es estacionaria. Una señal es estacionaria si sus propiedades estadísticas no cambian a lo largo del tiempo. Una de las características estadísticas, la media, se define de igual manera que para una señal determinista:

$$\bar{x} = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T x(t) dt \quad (1.48)$$

Otra variable estadística, que también se define para las señales deterministas, es el valor cuadrático medio y que se define como:

$$\overline{x^2} = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T x^2(t) dt \quad (1.49)$$

En el caso de las señales aleatorias también es llamado varianza y da una idea de la magnitud de las fluctuaciones de la señal $x(t)$.

Otra medida que es de interés en el estudio de las vibraciones aleatorias es como cambia de rápido el valor de la señal $x(t)$. La cuestión es cuantas muestras o cuanto tiempo tenemos que observar una señal aleatoria antes de que sus variables estadísticas más significativas puedan ser evaluadas, para ello utilizamos la función de autocorrelación.

La función de autocorrelación de un proceso aleatorio se define como el valor medio del producto $x(t)x(t+\tau)$. El proceso se muestrea en el instante t y en el instante $t+\tau$, y se calcula el valor medio del producto, $E[x(t)x(t+\tau)]$, para el conjunto.

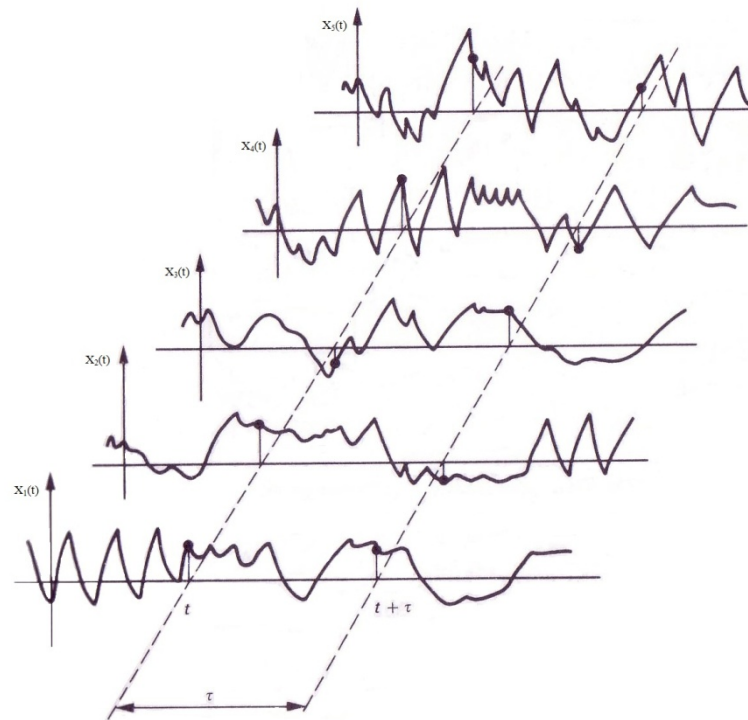


Figura 8: Cálculo autocorrelación

Supuesto que el proceso sea estacionario, el valor de $E[x(t)x(t+\tau)]$ será independiente del tiempo absoluto t y dependerá solamente del parámetro τ , por lo que se puede poner:

$$E[x(t)x(t+\tau)] = f(\tau) = R_x(\tau) \quad (1.50)$$

Donde R_x es la función de autocorrelación para $x(t)$.

Se pueden deducir las propiedades de $R_x(\tau)$, si $x(t)$ es estacionaria, el valor medio y la desviación típica serán independientes de t , de forma que

$$E[x(t)] = E[x(t+\tau)] = m$$

y

$$\sigma_{x(t)} = \sigma_{x(t+\tau)} = \sigma$$

El coeficiente de correlación para $x(t)$ y $x(t+\tau)$ será:

$$\begin{aligned}\rho &= \frac{E[\{x(t) - m\} \{x(t + \tau) - m\}]}{\sigma^2} \\ &= \frac{E[x(t)x(t + \tau)] - mE[x(t + \tau)] - mE[x(t)] + m^2}{\sigma^2} \\ &= \frac{R_x(\tau) - m^2}{\sigma^2}\end{aligned}\quad (1.51)$$

Por lo tanto $R_x(\tau) = \sigma^2 \rho + m^2$ y, puesto que los valores límite de ρ son ± 1 , se deduce que

$$-\sigma^2 + m^2 \leq R_x(\tau) \leq \sigma^2 + m^2 \quad (1.52)$$

El valor de la función de autocorrelación nunca puede ser mayor que el valor cuadrático medio $E[x^2] = \sigma^2 + m^2$, ni tampoco menor que $-\sigma^2 + m^2$.

Si el intervalo de tiempo τ que separa los dos instantes de medida se reduce a cero, el resultado coincide con el valor cuadrático medio del proceso.

$$R_x(\tau = 0) = E[x(t)^2] = E[x^2] \quad (1.53)$$

Para intervalos muy largos, $\tau \rightarrow \infty$, todo proceso aleatorio no estará correlacionado, pues no habrá una relación coherente entre los valores $x(t)$ y $x(t + \tau)$, por lo que el coeficiente de correlación $\rho \rightarrow 0$.

$$R_x(\tau \rightarrow \infty) \rightarrow m^2 \quad (1.54)$$

Dado que para un proceso estacionario $R_x(\tau)$ depende solamente de la separación τ y no del tiempo absoluto t , esto implica que $R_x(\tau)$ es una función par de τ .

$$R_x(\tau) = E[x(t)x(t + \tau)] = E[x(t)x(t - \tau)] = R_x(-\tau) \quad (1.55)$$

$$R_x(\tau = 0) = E[x(t)^2] = E[x^2] = \sigma^2 + m^2$$

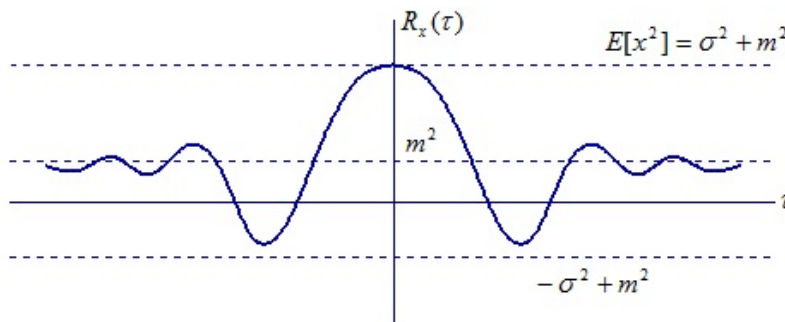


Figura 9: Función de autocorrelación de un proceso aleatorio



La historia temporal $x(t)$ de una función muestra de un proceso aleatorio no es periódica, por lo tanto no puede ser representada por una serie de Fourier discreta. Además, para un proceso estacionario, $x(t)$ se continúa indefinidamente en el tiempo y la condición $\int_{-\infty}^{\infty} |x(t)| dt < \infty$ no se satisface. Por consiguiente, si no se toman precauciones especiales, no es posible hallar la transformada de Fourier de $x(t)$ para obtener información sobre la composición frecuencial del proceso aleatorio. Para resolver este problema aplicamos los métodos de Fourier, no a la función en sí misma, sino a su función de correlación $R_x(\tau)$. Esto es posible por el hecho de que la función de autocorrelación da información indirecta sobre las frecuencias presentes en el proceso aleatorio.

Si se ajusta el valor cero del proceso aleatorio $x(t)$ de forma que su valor medio $m=E[x(t)]$ sea cero, entonces, suponiendo que $x(t)$ no tiene componentes periódicas

$$R_x(\tau \rightarrow \infty) = 0$$

y se satisface la condición

$$\int_{-\infty}^{\infty} |R_x(\tau)| d\tau < \infty$$

Por lo tanto se pueden aplicar los métodos para calcular la transformada de Fourier de $R_x(\tau)$, resultando lo que se denomina densidad espectral de potencia (o en ingles power spectral density, PSD), y su transformada inversa:

$$S_x(\omega) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} R_x(\tau) e^{-i\omega\tau} d\tau \quad (1.56)$$

$$R_x(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} S_x(\omega) e^{i\omega\tau} d\omega \quad (1.57)$$

$S_x(\omega)$ es función de la frecuencia angular ω . La propiedad más importante de $S_x(\omega)$ se hace evidente si la ecuación (1.57) igualamos τ a cero. En este caso:

$$R_x(\tau = 0) = \int_{-\infty}^{\infty} S_x(\omega) d\omega$$

De donde, por la definición fundamental de $R_x(\tau)$ dada en (1.50), resulta:

$$E[x^2] = \int_{-\infty}^{\infty} S_x(\omega) d\omega \quad (1.58)$$

El valor cuadrático medio de un proceso aleatorio estacionario x viene dado por el área comprendida bajo el gráfico de la densidad espectral $S_x(\omega)$ en función de ω . Las unidades de $S_x(\omega)$ son, pues, las de (valor cuadrático medio)/(unidad de frecuencia).

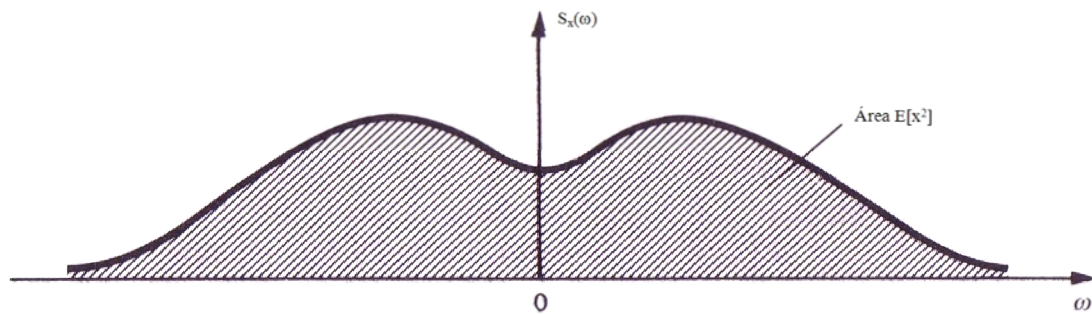


Figura 10: Diagrama PSD y su área que es igual al valor cuadrático medio

2. CAPTACIÓN DE VIBRACIONES

2.1 Introducción

La captación de vibraciones tiene gran importancia en la industria ya que permite ver el estado actual de una instalación predeterminada y poder prevenir un fallo del sistema en el futuro.

Los elementos básicos para la captación de señales son una fuente de excitación, llamado generador, que proporciona una fuerza determinada y conocida; un transductor, que convierte el movimiento vibratorio en una señal eléctrica; un acondicionador de señal para ajustar las características de la señal al sistema de adquisición de las mismas; un analizador, donde la señal se procesa mediante programas de ordenador de análisis modal.



Figura 11: Sistema de captación de vibraciones

2.2 Elementos para la captación de vibraciones

En este apartado se describen todos los elementos que intervienen en la captación de las vibraciones.

2.2.1 Generadores de vibración

Las máquinas de ensayo de vibraciones, se utilizan para el desarrollo, simulación, producción o exploración de test de vibración, con el fin de estudiar los efectos de la vibración, o para evaluar las propiedades físicas de los materiales o estructuras. El componente fundamental en estas pruebas o ensayos, es el generador o excitador de vibraciones y su mecanismo de enlace mecánico empleado para transmitir la fuerza vibrante a la estructura o componente. El sistema puede funcionar, bien sea en el modo de desplazamiento constante o en el modo de aceleración constante, mientras se varía la frecuencia de excitación.

La carga consiste en el peso total de las piezas sometidas a ensayo y la plataforma o estructura o soporte. La capacidad de la fuerza, es la máxima fuerza nominal producida por el generador. La fuerza corresponde a la amplitud vectorial máxima de la onda sinusoidal generada en el margen deseado de frecuencias. La aceleración máxima se

obtiene dividiendo la capacidad de fuerza por el peso total del conjunto de la mesa o plataforma y la carga ensayada.

La vibración se puede generar de diversas maneras: mediante sistemas acondicionados por un motor eléctrico, dispositivos electrohidráulicos, generadores electrodinámicos y con sistemas neumáticos. De estos tipos, los generadores electrodinámicos son los que más se emplean debido a sus múltiples ventajas.

El generador o excitador de vibraciones accionado por motor eléctrico, consiste en un motor eléctrico, generalmente de corriente continua, con regulación de velocidad que mueve mediante un mecanismo biela-manivela (leva) la plataforma o mesa de ensayos. Existen versiones que utilizan una masa giratoria desequilibrada sujeta al eje principal.

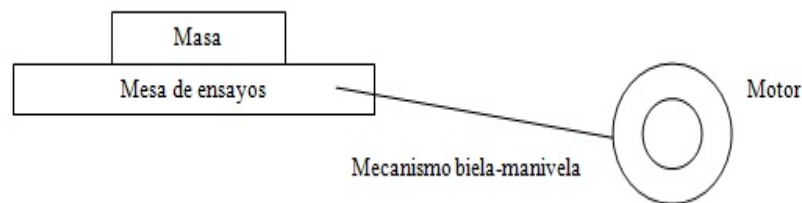


Figura 12: Generador de vibraciones accionado por un motor eléctrico

El generador electrohidráulico es una bomba que mueve un fluido a alta presión y que dispone de servoválvulas para accionar un pistón sobre el que se asienta la plataforma de ensayos.

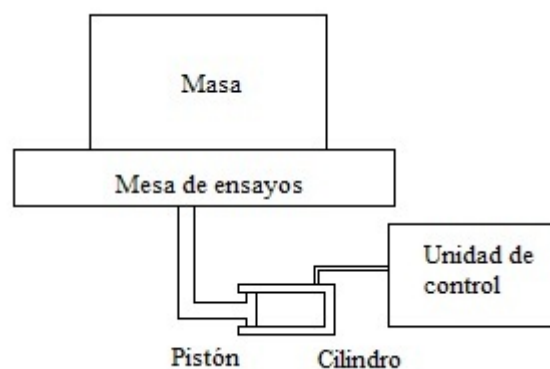


Figura 13: Generador de vibraciones electrohidráulico

El generador electrodinámico está comprendido por un excitador electrodinámico, un amplificador, controladores y equipo de monitorizado de vibraciones. En este dispositivo, la fuerza que provoca el movimiento de la mesa se produce

electrodinámicamente por la interacción entre una corriente que circula por una bobina inducida y un fuerte campo magnético producido por un devanado de excitación.



Figura 14: Generador de vibraciones electrodinámico

El flujo inductor es radial y perpendicular al sentido de la corriente en la bobina inducida. La fuerza engendrada en la bobina inducida tiene el sentido del eje de la misma perpendicular a la superficie de la mesa, siendo también perpendicular a la dirección de la corriente y a la dirección de campo en el entrehierro. La fuerza producida corresponde con la ley de Laplace:

$$F = I(L \cdot B) \quad (2.1)$$

Donde:

- B campo inductor [T]
- L longitud de la bobina inducida [m]
- I corriente [A]
- F fuerza [N]

El movimiento de la mesa se controla rígidamente a bajas frecuencias, por ejemplo la amplitud del desplazamiento es independiente de la frecuencia. Al aumentar la frecuencia de la corriente en el inducido, llega un momento en se produce una resonancia de la masa conjunta del elemento móvil y la suspensión haciendo que el desplazamiento se eleve a un valor muy grande. Por encima de esta frecuencia, el movimiento se produce con aceleración constante. A muy alta frecuencia, las diferentes partes de la mesa móvil resuenan otra vez y se producen irregularidades en el movimiento. Algunas veces la muestra bajo ensayo influirá en el movimiento de la mesa. Si la muestra resuena a una o más frecuencias, la respuesta de la mesa mostrara una serie de valles y picos a estas frecuencias. Introduciendo redes de compensación o controles realimentados (servos) es

posible hacer que la respuesta sea plana dentro del rango de frecuencias de interés. El amplificador necesario para accionar los generadores electrodinámicos deben diseñarse específicamente para acoplar la impedancia de la bobina, dar la respuesta en frecuencia necesaria y un nivel constante de potencia.

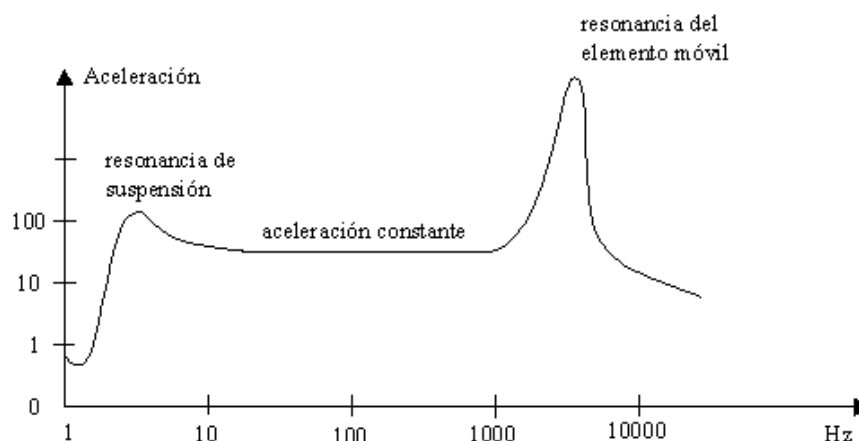


Figura 15: Respuesta en frecuencia del generador electrodinámico

El generador neumático es el que utiliza la instalación industrial que se desarrolla en este proyecto, el cual está constituido por un sistema neumático que desplaza un cilindro, al que hace entrar en vibración de baja frecuencia, mediante la apertura y cierre de una válvula de escape de cuidadoso diseño mecánico.

2.2.2 Transductores

Todas las magnitudes físicas medidas con sistemas electrónicos son convertidas, como primer paso, en señales eléctricas que pueden ser posteriormente amplificadas o tratadas para su adecuación a los equipos de medida y registro.

El transductor de vibraciones es un aparato que produce una señal eléctrica que es una réplica o análogo del movimiento vibratorio al cual está sujeto. Un buen transductor no debe agregar falsos componentes a la señal, y debería producir señales uniformes en todo el rango de frecuencias. Los distintos tipos de transductores responden a parámetros diferentes de la fuente de vibración.



Tipo transductor	Sensible a
Transductor de desplazamiento	Desplazamiento
Transductor de Velocidad	Velocidad
Acelerómetro	Aceleración

Tabla 1: Tipos de transductores

El dispositivo de medida se elige normalmente en función de su facilidad y aptitud para obtener resultados precisos. Por ejemplo, cuando la vibración es de baja frecuencia, la dificultad en la medida de la velocidad o aceleración daría la ventaja a la medida de desplazamientos. Para altas frecuencias, el rango de desplazamiento es generalmente muy pequeño por lo que se hace muy difícil su determinación. En este caso el empleo de transductores de velocidad o aceleración puede representar la mejor elección, utilizando posteriormente integradores para obtener el desplazamiento.

Frecuencias	Desplazamientos	Medición
Bajas	Grandes	Desplazamiento
Altas, muy altas	Pequeños	Velocidad , Aceleración

Tabla 2: Magnitud a medir en función de la frecuencia

Los transductores, también llamados captadores, detectores, sensores, etc., son los dispositivos encargados de llevar a efecto esta transformación o conversión. Para ello, se ponen en práctica multitud de recursos relacionados con las propiedades de ciertos materiales que se convierten en generadores de señal en presencia de determinadas excitaciones físicas, o bien en otros casos se realiza una conversión intermedia en energía mecánica que en definitiva produce algún tipo de variación en los parámetros activos o pasivos de un circuito eléctrico. En este contexto, podría definirse el transductor o captador como un dispositivo que produce una señal eléctrica en función de una magnitud física de entrada por generación directa o por variación de las características de uno o varios elementos de los circuitos destinados a formar parte de un circuito exterior en el cual dicha variación va a manifestarse como señal eléctrica representativa de la magnitud física a medir.

Los transductores son aparatos de medición y presentan las siguientes características:

- Campo de medida del sensor: Es el dominio de variación de la magnitud medida, en el cual se asegura la conversión con una precisión determinada.
- Curva de calibración del sensor: Representa la función teórica $U_s = f(M_e)$ que relaciona la señal eléctrica de salida con la magnitud M_e de entrada. Puede ser lineal o presentar una forma cualquiera.

- Sensibilidad del sensor: Es la derivada de la función U_s , es decir:

$$S = \frac{d U_s}{d M_e} \quad (2.2)$$

Expresa la variación producida en la señal de salida por un incremento elemental de la magnitud de entrada. En los captadores lineales la sensibilidad será constante mientras que en los no lineales será función del valor M_e , de ahí que sea importante conocer con la mayor precisión la función $U_s = f(M_e)$.

- Error de fidelidad: Es la desviación máxima que cabe esperar entre la curva de calibración y las medidas efectuadas. Este error incluye la suma de todos los errores debidos a influencias ambientales, holguras y rozamientos, histéresis, ruidos e interferencias, imperfecciones constructivas, envejecimiento, etc.

Suele expresarse como desviación absoluta o como error porcentual referido al extremo superior del campo de medida.

- Rapidez de respuesta: Capacidad del captador de seguir fielmente las variaciones de la magnitud medida. Se indica normalmente mediante los parámetros típicos de la respuesta a excitación escalón (tiempo de retardo y tiempos de subida y bajada).
- Poder de resolución: Es la mínima variación de la magnitud de entrada que puede apreciarse en la salida del captador con una precisión determinada.

Dado que el captador o transductor esta acoplado, por una parte, al fenómeno físico que se estudia, y por otra parte al sistema, deberá estar concebido y diseñado para que su presencia no perturbe apreciablemente las condiciones en que se desarrolla dicho fenómeno, y adicionalmente habrán de conocerse con exactitud sus parámetros eléctricos que puedan condicionar los equipos o instrumentos de medida conectados a su salida

La constitución de los transductores varía de unos a otros. Como se ha dicho anteriormente, ciertos captadores suministran directamente una señal eléctrica relacionada con la magnitud de entrada de un modo autónomo (termopares, células fotovoltaicas, cristales piezoeléctricos, etc.), cuya señal puede ser amplificada o no antes de aparecer en los terminales de salida.

Frecuentemente la magnitud física a medir no puede actuar directamente sobre el elemento eléctrico encargado de proporcionar la señal. Por ejemplo, para medir una presión puede utilizarse una membrana intermedia cuyas deformaciones accionan un potenciómetro. En general tales mecanismos (membranas, palancas, pistones, miembros deformables, etc.) se denominan elementos de accionamiento intermedio y de su diseño depende en gran parte la precisión global del captador.

En otros casos es conveniente una conversión inicial de la primaria en otra magnitud física más fácilmente cuantificable.

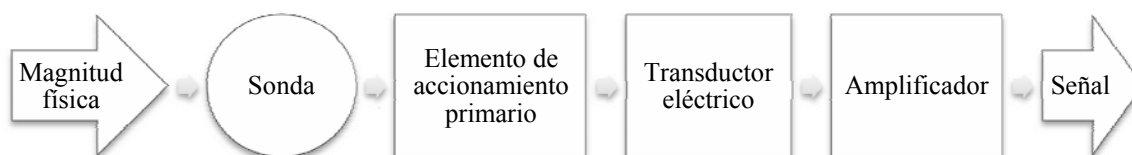


Figura 16: Elementos de un transductor

2.2.2.1 Tipos de transductores

2.2.2.1.1 Transductores de desplazamiento

Los transductores de desplazamiento lineal miden el movimiento de un cuerpo a lo largo de una trayectoria rectilínea. Además de su empleo como elementos primarios, son usados con frecuencia como componentes secundarios en sistemas de medición, donde un cambio en otra magnitud física como la presión, fuerza, aceleración o la temperatura, es traducido a un cambio de resistencia y, a su vez, este cambio traduce un desplazamiento lineal.

A continuación se describen diversos tipos de transductores de desplazamiento existentes en la actualidad.

2.2.2.1.1.1 Potenciómetro resistivo

Consta de un elemento resistivo y un contacto móvil. La tensión de salida se obtiene a partir de la aplicada, midiendo en el punto de contacto móvil con respecto a uno de sus extremos. El cuerpo cuyo movimiento se desea medir se conecta al contacto. Los cambios producidos en la tensión de salida guardan una relación lineal con los desplazamientos observados.

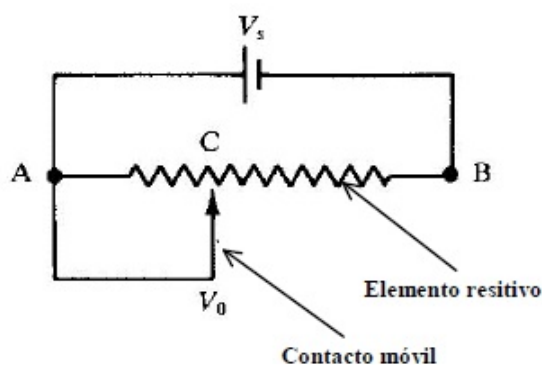


Figura 17: Esquema de un potenciómetro resistivo



Dependiendo del material empleado para construir la pista resistiva existen tres tipos básicos de potenciómetros: de arrollamiento conductor, de película de carbón y de película de plástico. Los primeros constan de un arrollamiento de cable conductor realizado sobre una pista no conductora. Cuando el contacto móvil se desliza a lo largo de la pista resistiva va realizando sucesivos contactos con las vueltas del arrollamiento. En consecuencia, la resolución del transductor viene dada por la distancia entre vuelta y vuelta.

Se mejora ostensiblemente la resolución en potenciómetros de película de carbón o de película conductora de plástico; quedando limitada, en teoría, al tamaño de los granos que constituyen la película resistiva. Los potenciómetros de película permiten obtener resoluciones de hasta 1 parte en 105. En la práctica, la resolución está limitada por las dificultades mecánicas de acoplo del muelle que mantiene al elemento móvil en contacto con la pista resistiva.

La mayor parte de las dificultades operativas de los potenciómetros suceden en el punto de contacto entre el elemento móvil deslizante y la pista resistiva. El problema más común suele ser el polvo acumulado debajo del elemento deslizante que contribuye a un aumento de la resistencia medida y, consecuentemente, introduce un error adicional a la medida. Los movimientos veloces de la parte móvil pueden ocasionar rebotes, que provocan salidas eléctricas intermitentes. La fuerza de fricción puede ser un problema cuando al potenciómetro se aplican fuerzas del mismo orden de magnitud, ya que sólo una parte de ellas se traducen en movimientos efectivos.

La esperanza de vida de estos transductores se mide en números de ciclos. Los de película de plástico tienen la mayor duración, 30 millones de ciclos. En consecuencia, en términos de esperanza de vida y resolución, los de películas de carbón y de plástico son claramente superiores, aunque los de arrollamiento conductor poseen menor coeficiente de temperatura. Esto supone menos desviación térmica en las características estáticas y dinámicas.

Un valor típico de precisión para potenciómetros es ± 1 % de fondo de escala. Existen modelos capaces de medir entre los rangos ± 2 mm, ± 1 m.

2.2.2.1.1.2 Transformador lineal variable diferencial (LVDT)

El transformador lineal variable diferencial (LVDT; Linear Variable Differential Transformer;) es el más conocido de los transductores de desplazamiento inductivos de reluctancia variable. Esta familia de transductores convierte el desplazamiento en un cambio de tensión alterna, gracias a la alteración de las líneas de campo magnético entre dos o más arrollamientos, originadas por una tensión alterna aplicada a uno de los devanados.

El LVDT consta de un transformador con un arrollamiento primario, y dos secundarios conectados en oposición-serie.

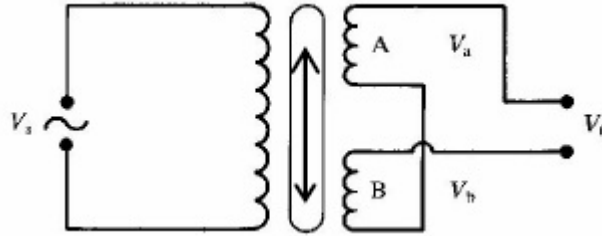


Figura 18: Esquema del LVDT

La doble flecha de la figura 18 indica el sentido del movimiento del núcleo ferromagnético.

El fundamento de operación del LVDT y la tensión de salida del mismo se desarrolla a continuación:

Para una tensión de excitación dada por:

$$V_s = V_m \cdot \text{sen}(wt) \quad (2.3)$$

La fuerza electromotriz inducida en los arrollamientos secundarios de la Figura 18 viene dada por:

$$V_a = K_a \cdot \text{sen}(wt - \phi) \quad V_b = K_b \cdot \text{sen}(wt - \phi) \quad (2.4)$$

Las amplitudes de estas señales dependen del acoplamiento entre cada secundario y el primario y, por consiguiente, dependen de la posición del núcleo de hierro. Con el núcleo en la posición central las tensiones en los dos secundarios son iguales en magnitud y opuestas en signo, proporcionando el transductor salida nula. En una posición genérica, la salida viene dada por ($K_a=K_1$ y $K_b=K_2$).

$$V_o = V_a - V_b = (K_a - K_b) \cdot \text{sen}(wt - \phi) = (K_1 - K_2) \cdot \text{sen}(wt - \phi) \quad (2.5)$$

Para desplazamientos simétricos en torno a la posición de equilibrio, la salida es de igual magnitud a uno y otro lado, y sólo cambia su signo. En efecto, por encima del cero se tiene una salida semejante a la dada por la ecuación anterior; por debajo de cero, las amplitudes toman los valores contrarios, y se verifica

$$\begin{aligned} V_o &= (K_2 - K_1) \cdot \text{sen}(wt - \phi) = -(K_2 - K_1) \cdot \text{sen}(wt - \phi + \pi) \\ &= (K_1 - K_2) \cdot \text{sen}(wt - \phi + \pi) \end{aligned} \quad (2.6)$$

En consecuencia, para desplazamientos simétricos, la única información sobre el sentido del movimiento del núcleo se obtiene a partir del desfase de la tensión de salida respecto de la de entrada.

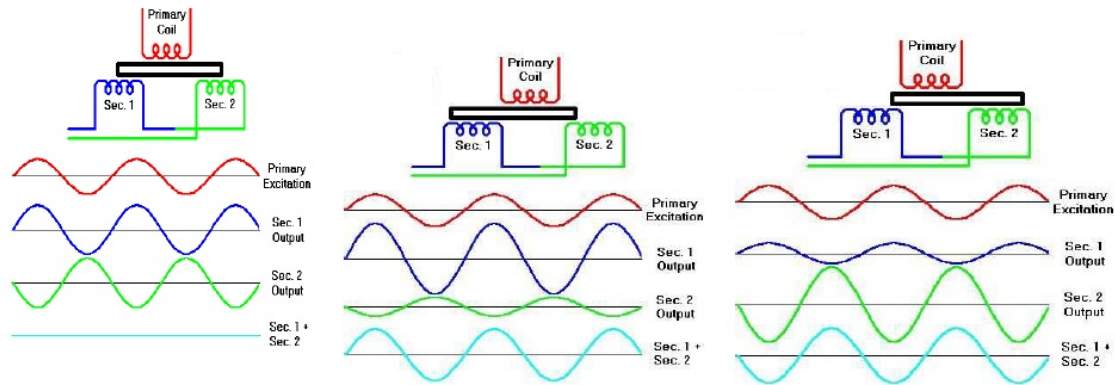


Figura 19: Operación del LVDT: (a) Equilibrio. (b) Desplazamiento hacia la izquierda. (c) Desplazamiento a la derecha

Según las expresiones anteriores, se observa también que hay un desfase entre la tensión aplicada al primario, V_s , y la salida diferencial en los secundarios, $V_0 = V_a - V_b = (K_1 - K_2) \cdot \sin(\omega t - \phi)$. El desfase depende de la frecuencia de alimentación y se demuestra que es nulo a la frecuencia f_n

$$f_n = \frac{1}{2\pi} \cdot \sqrt{\frac{R_1 R_2}{2L_1 L_2}} \quad (2.7)$$

En esta expresión los valores de las resistencias y de las inductancias corresponden a los dos arrollamientos secundarios.

Se demuestra también que para frecuencias mayores a la de desfase nulo, la sensibilidad decrece. Por lo que f_n es considerada un límite operativo del transductor.

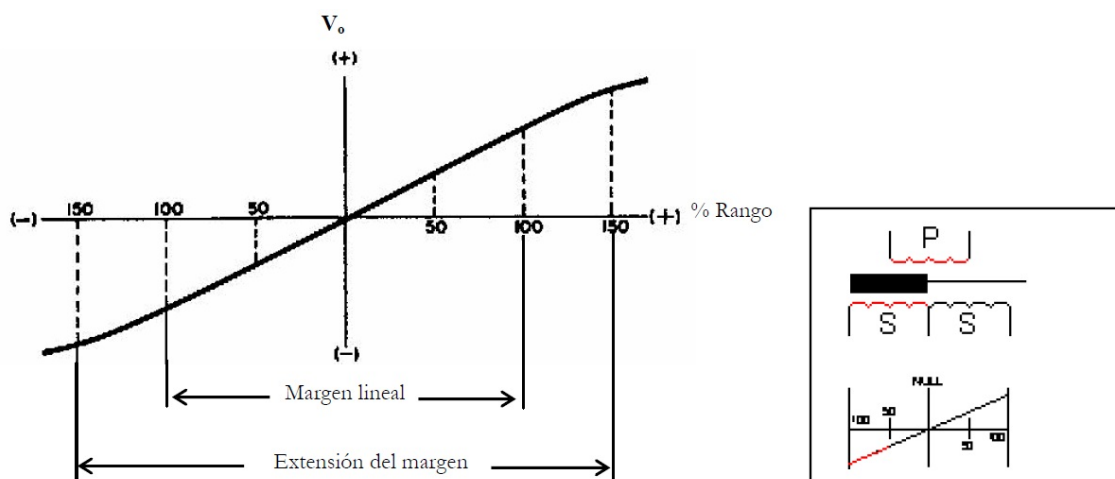


Figura 20: Margen operativo lineal del LVDT

La relación entre la tensión de salida y el desplazamiento es lineal a lo largo de un amplio rango de movimiento, como muestra la figura 20. Los valores de abscisas representan el tanto por ciento nominal del rango de medida y en ordenadas se representa la tensión de salida.

Se observa la posibilidad de ampliación del rango desde el 100% al 150%, con la consecuente pérdida de linealidad.

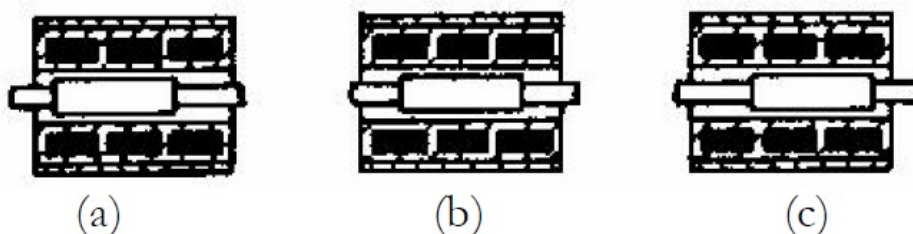


Figura 21: Sección transversal de un LVDT

La figura 21 muestra una sección transversal de un LVDT real. En la práctica, el transductor consta de tres arrollamientos coaxiales, de los cuales el del centro es el primario y los situados en los extremos son los secundarios. Las posiciones reales del núcleo se aprecian en las figuras a, b y c. En ellas, las posiciones del núcleo relativas al rango son, respectivamente, -100%, 0% y 100%.

Los tres arrollamientos se bobinan sobre un cilindro hueco de material no ferromagnético y aislado eléctricamente. El núcleo ferromagnético puede acoplarse a una amplia gama de vástagos. La carcasa es de metal ferromagnético con el fin de actuar de barrera frente a las interferencias electromagnéticas.

2.2.2.1.1.3 Transductores de inductancia variable

Este tipo de transductores se basan en la variación que experimenta la autoinducción de un arrollamiento, debido al cambio producido en el acoplo magnético entre el arrollamiento y un elemento móvil, generalmente ferromagnético.

Estos transductores se clasifican en dos grupos: sistemas acoplados y sistemas libres de contacto. En los primeros, un núcleo magnético permeable se desliza por el interior de una bobina. El vástago sensible está sujeto al núcleo móvil el cual, al moverse, altera la autoinducción del arrollamiento.

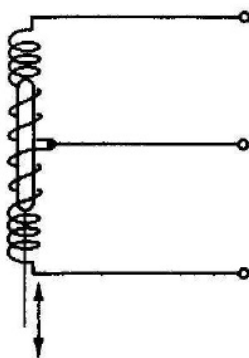


Figura 22: Esquema de un transductor acoplado con tres contactos

Como se aprecia, el aspecto de los transductores de inductancia variable acoplados es muy similar al del LVDT, salvo que en este caso sólo presentan un arrollamiento con dos tomas extremas y una central.

Esta bobina puede formar parte de un oscilador LC; el transductor en este caso opera convirtiendo los cambios de posición en cambios de frecuencia. Con más frecuencia se suele conectar la bobina en uno de los "brazos" de un puente de alterna, cuya salida refleja los cambios de inductancia y, consecuentemente, los de movimiento. La figura 23 muestra esta situación; la parte superior (inferior) del brazo corresponde a la homóloga del arrollamiento. Existen modelos para distintos rangos; desde 0-2 mm hasta 0-5 m.

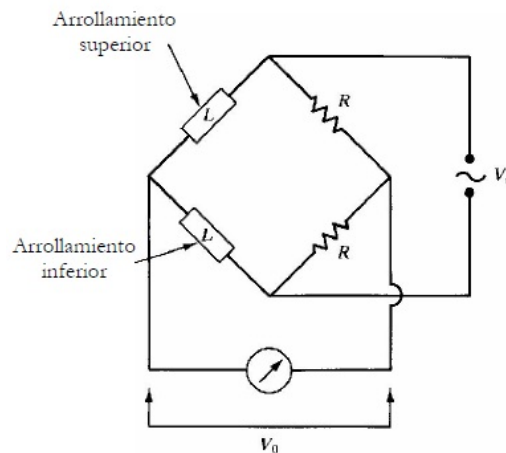


Figura 23: Puente con transductor inductivo acoplado

Los modelos libres de contacto se emplean con más frecuencia que los acoplados. En el modelo simplificado de la figura 24 se aprecia el arrollamiento en torno al elemento central de un núcleo ferromagnético en forma de “E”. Esta bobina se excita con tensión alterna. El elemento móvil consiste en un plato ferromagnético muy próximo al núcleo. Su movimiento altera el patrón de líneas de campo magnético y, consecuentemente, provoca el cambio de la corriente que circula por la bobina.

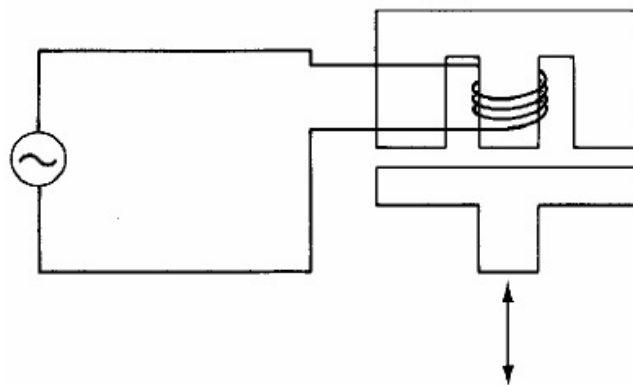


Figura 24: Transductor inductivo libre de contacto

Por la ley de Ohm, la corriente que circula por la bobina viene dada una simple relación de fasores

$$I = \frac{V}{j\omega L} \quad (2.8)$$

Para valores fijos de ω y V , esta ecuación puede escribirse como

$$I = \frac{1}{KL} \quad (2.9)$$

Donde K es una constante. Ya que el desplazamiento provoca cambios en la corriente, la relación entre la inductancia y el desplazamiento no es lineal y, por consiguiente, la relación corriente-desplazamiento exige calibración previa. Los rangos son menores que en los modelos acoplados. Un valor típico es 0-10 mm. En general el rango es menor de 1,5 cm.

Los dos modelos tienen una resolución infinita y una esperanza de vida de unos 200 años. Su precisión típica es de ± 5 % del fondo de la escala.

Un diseño posterior de la versión sin contacto se muestra en la figura 25. El objeto de medida debe ser conductor pero no necesariamente ferromagnético. Su movimiento provoca cambios en la inducción, y en la impedancia, del arrollamiento sensible. El transductor incorpora un arrollamiento de referencia que se emplea para la calibración.

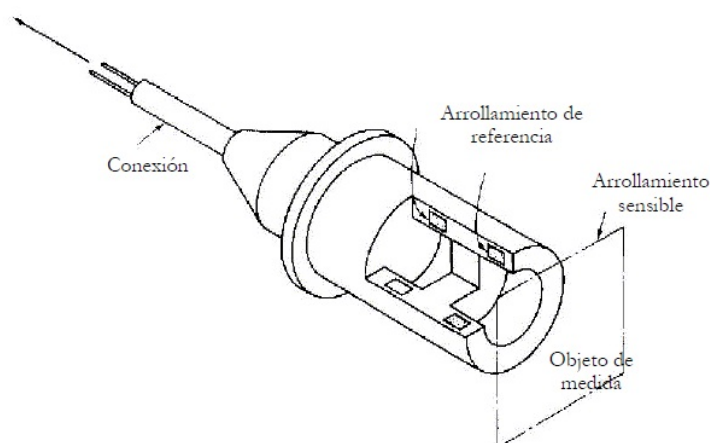


Figura 25: Transductor inductivo de última generación

Los sensores electromagnéticos de proximidad están relacionados de modo indirecto con los transductores inductivos. Poseen un arrollamiento en torno a un núcleo fijo; pero no pueden emplearse para medidas de desplazamiento en estado estacionario. Esto se debe a que su respuesta depende de la tasa temporal de variación del flujo, ocasionada por la tasa temporal de cambio de posición del objeto metálico empleado como objeto de medida.

2.2.2.1.1.4 Transductores capacitivos de desplazamiento lineal

Su principio operativo consiste en que un cambio de desplazamiento se traduce en un cambio de capacidad.

Existen tres tipos de transductores capacitivos de desplazamiento lineal. El primer modelo consiste de un condensador de placas paralelas compuesto por dos cilindros metálicos, que constituyen las placas, en cuyo interior se deposita el material dieléctrico. El desplazamiento del cilindro interior modifica la superficie abarcada de dieléctrico y, en consecuencia, la capacidad de la asociación.

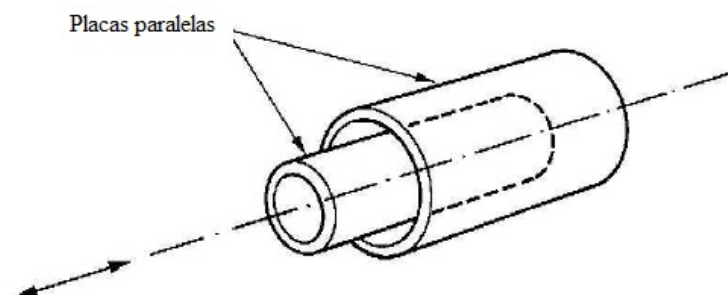


Figura 26: Transductor capacitivo cilíndrico de placas paralelas

El segundo modelo consta de dos placas metálicas plano-paralelas, una de las cuales es fija y la otra es móvil. A ella se une el elemento objeto de medida. El principio de operación es pues un cambio de capacidad provocado por el cambio en la distancia entre las placas. Estos dos modelos emplean aire como medio dieléctrico entre las placas.

El tercer modelo está formado por dos placas metálicas plano-paralelas, entre las cuales existe una capa de dieléctrico sólido. Una de las placas está unida al elemento objeto de medida.

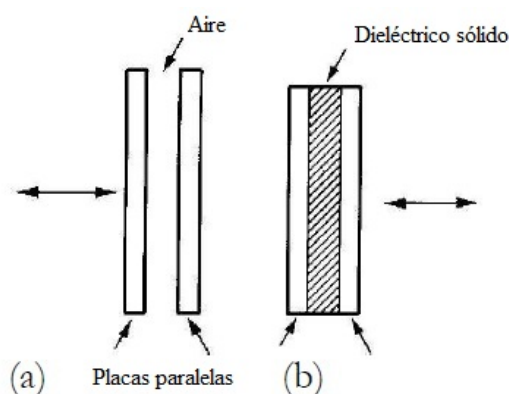


Figura 27: (a) Transductor capacitivo con dos placas plano-paralelas. (b) Transductor con capa de dieléctrico sólido

Los modelos anteriores ilustran en esencia el principio operativo y las configuraciones empleadas comúnmente. La figura 28 muestra cuatro modelos reales de

estos transductores en los que se diferencia la parte fija (estátor) de la parte móvil (rotor), y la causa que provoca el cambio de capacidad. Estas configuraciones se describen a continuación.

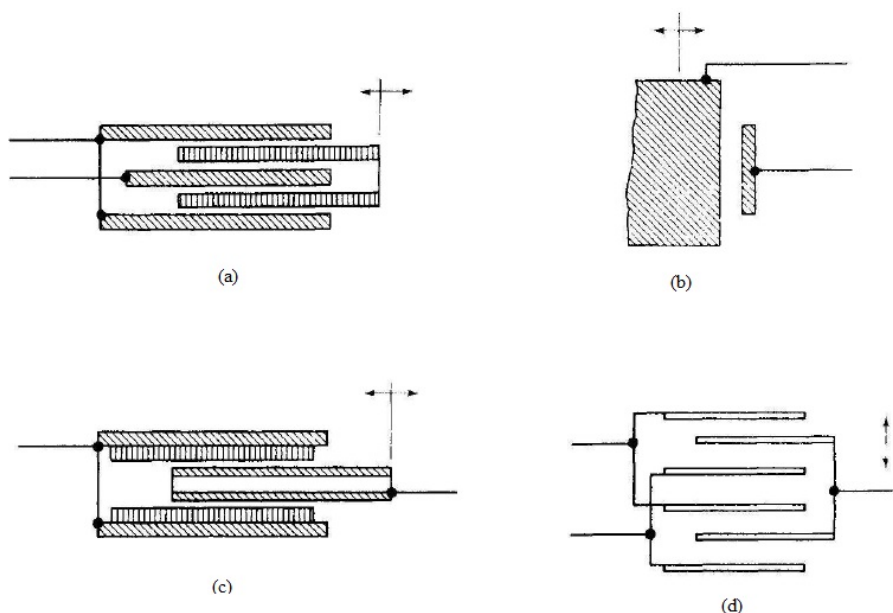


Figura 28: Modelos reales de transductores capacitivos

- a) Transductor de dieléctrico móvil: Los tres electrodos del condensador están fijos. Un mango de material aislante está unido a un material dieléctrico y se desplaza en dirección paralela al ensamblaje de los electrodos. El cambio de capacidad es proporcional al movimiento axial del mango, y es provocado por el cambio en la constante dieléctrica de la asociación serie de condensadores. Por ejemplo, cuando el dieléctrico móvil sale del ensamblaje de electrodos, aumenta el área que posee como dieléctrico el aire y disminuye el área que abarca el otro dieléctrico.
- b) Transductor de placa móvil sin contacto: En este modelo el objeto de medida actúa de rotor, cuyo movimiento respecto del estator único (transductor) provoca el cambio de capacidad.
- c) Modelo acoplado de rotor-estátor único: Es un condensador cilíndrico, cuyo electrodo fijo (cilindro externo) posee una capa interna de material dieléctrico. El principio operativo consiste en un cambio del área enfrentada entre placas.
- d) Modelo acoplado de rotor-estátor dividido: El rotor consta de dos placas plano-paralelas interconectadas. Cada electrodo se mueve entre dos placas fijas. Las dos placas fijas superiores (inferiores) constituyen el estator superior (inferior). Según el sentido del movimiento, la capacidad de una parte del estátor aumenta y la otra disminuye.

2.2.2.1.1.5 Transductor piezoeléctrico de desplazamiento lineal

El efecto piezoeléctrico fue descubierto por los investigadores Jacques y Pierre Curie (1880-81). Descubrieron que al aplicar tensión a un material de cuarzo se establecían cargas eléctricas en éste. Por tanto, este fenómeno consiste en la aparición de fuerza electromotriz en un material dieléctrico cuando éste se deforma bajo la acción de un esfuerzo. En consecuencia, es un efecto reversible, ya que al aplicar una diferencia de potencial a un material piezoeléctrico aparecerá una deformación. Cuando una presión es aplicada a un cristal piezoeléctrico, la distribución de cargas eléctricas se modificará, generando una pequeña corriente medible. Por tanto, los materiales piezoeléctricos pueden emplearse en convertir energía eléctrica en mecánica y viceversa.

El efecto piezoeléctrico que muestran los materiales naturales es pequeño. Por tanto, se han desarrollado nuevos materiales, donde los cerámicos PZT son los más extendidos. Por debajo de la temperatura de Curie la estructura cristalina ya no es piezoeléctrica. Con un campo eléctrico aplicado, los dipolos del material se expanden a lo largo de un eje y se contraen en dirección perpendicular a este eje.

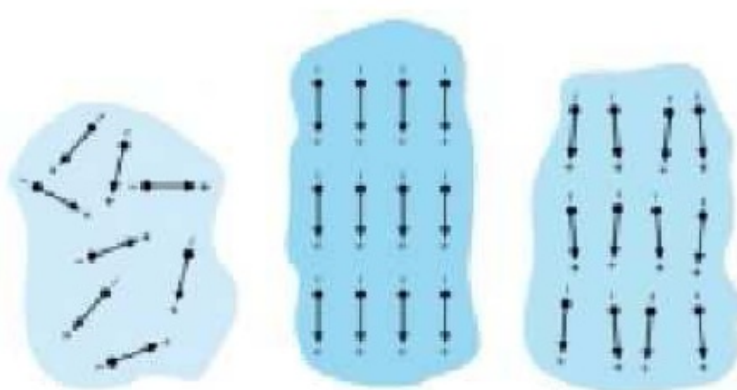


Figura 29: Orientación dipolos en el efecto piezoeléctrico

Este tipo de transductores se emplean como elementos primarios en la medida de magnitudes físicas relacionadas con la fuerza, como la presión y la aceleración. Se pueden incluir dentro de los transductores de desplazamiento debido a que la operación del sensor consiste en generar una fuerza electromotriz proporcional a la compresión soportada por el dispositivo. No requieren alimentación eléctrica, por tanto son transductores generadores.

Estos elementos primarios se denominan con frecuencia actuadores piezoeléctricos ya que producen un movimiento aprovechando el fenómeno de la piezoelectricidad

El dispositivo está fabricado a partir de cristal en su estado natural, como el cuarzo, u obtenido por síntesis, como el sulfato de litio. El cristal es muy rígido, por lo que se requieren fuerzas de gran magnitud para comprimirlo. En consecuencia, estos dispositivos

sólo pueden emplearse sobre sistemas mecánicos que sean lo suficientemente rígidos como para poder soportar la rigidez del cristal. Cuando el cristal se comprime, se genera una carga inducida en la superficie que origina la tensión de salida. Como sucede con cualquier carga inducida, al cabo de un cierto tiempo se pierde. Debido a esto, los transductores piezoeléctricos no son apropiados para medir desplazamientos lentos, aunque la constante de tiempo del sensor puede incrementarse conectándole un condensador en paralelo.

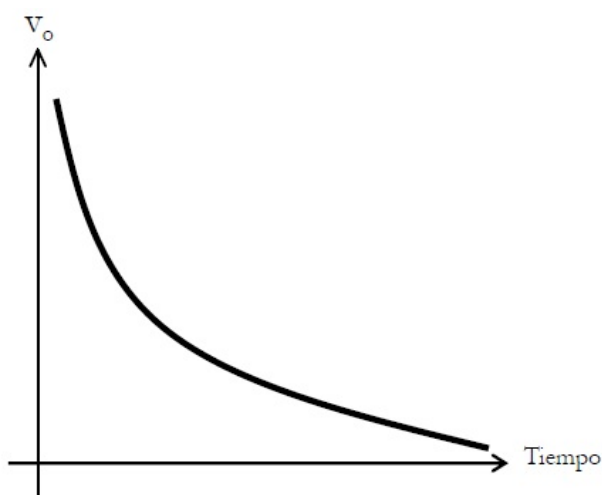


Figura 30: Tensión de salida en función del tiempo para un transductor piezoeléctrico

Como cualquier sensor de desplazamiento, el transductor piezoeléctrico tiene una elevada sensibilidad. Su precisión típica es del ± 1 % del fondo de escala y su esperanza de vida de 3 millones de revoluciones.

2.2.2.1.1.6 Transductores de desplazamiento lineal electro-ópticos

Cuando la superficie del objeto cuyo desplazamiento se desea medir es suficientemente reflectante (cuando no lo es se adjunta al objeto de medida una superficie que sí lo sea), una combinación fuente de luz/sensor puede emplearse para medir pequeños desplazamientos o desviaciones dimensionales.

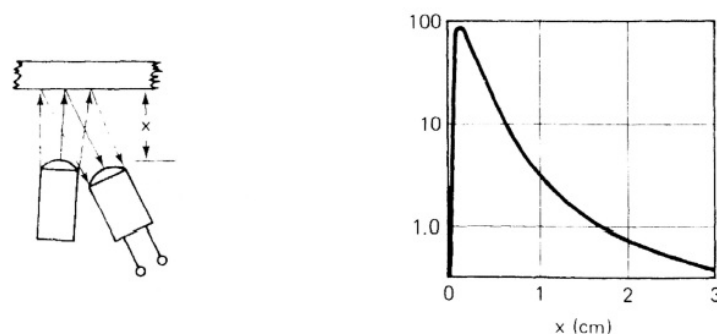


Figura 31: Principio operativo del método de reflexión

La figura 31 ilustra este principio operativo; la salida eléctrica del sensor decrece de forma exponencial cuando aumenta la separación respecto de la superficie reflectora. La intensidad de los rayos de luz emitidos puede ser constante, variar de forma senoidal o emitirse en forma de pulsos, dependiendo del tiempo de respuesta del sensor y la aplicación para la que haya sido diseñado el transductor.

Algunos diseños emplean fibra óptica (sensor fotónico) para transmitir y captar la luz reflejada por la superficie del objeto de medida. Estos modelos pueden emplearse para medir pequeños desplazamientos con elevada resolución.

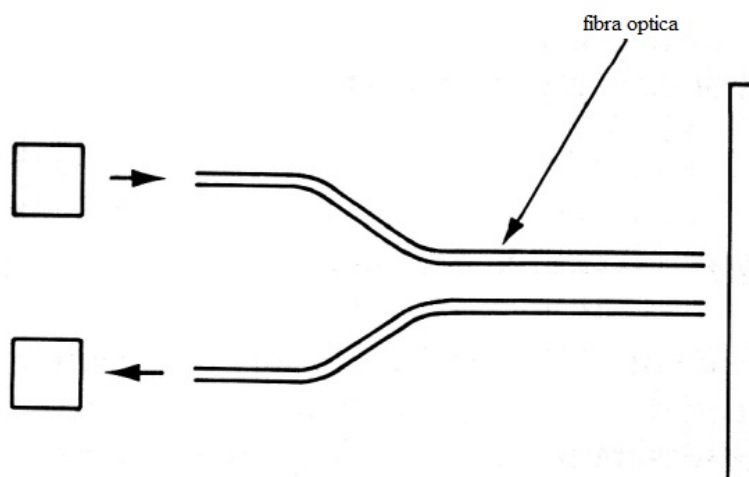


Figura 32: Sensor fotónico

La figura 32 muestra un modelo de sensor fotónico; consta de una fuente de luz, un elemento detector, líneas de transmisión de fibra óptica y un plato reflectante unido al elemento cuyo desplazamiento se desea medir. La luz emitida viaja por el espacio aéreo entre la línea de transmisión y el objetivo a medir; parte se refleja e incide en el receptor después de viajar por el cable de fibra óptica. La cantidad de luz reflejada es función de la

distancia aérea que atraviesa el haz. Una aplicación común de los sensores fotónicos es la medida de desplazamientos de membranas en sensores de presión.

Hay otro tipo de dispositivo para medir pequeños desplazamientos que no requieren reflexión, este dispositivo es el representado en la figura 33. Consta de dos fotodiodos, cuyas salidas eléctricas, después de amplificadas, pasan a un amplificador diferencial. El fotodiodo de referencia siempre capta la misma luz y, por consiguiente, su salida es constante; por el contrario la luz incidente en el segundo fotodiodo depende del movimiento de un álabe que actúa de limitador luminoso. El objeto de medida se une al álabe. En consecuencia, la salida diferencial es proporcional al movimiento rectilíneo del cuerpo. Su rango es reducido, ± 0.5 mm, y su precisión típica de $\pm 0,1$ % del fondo de escala.

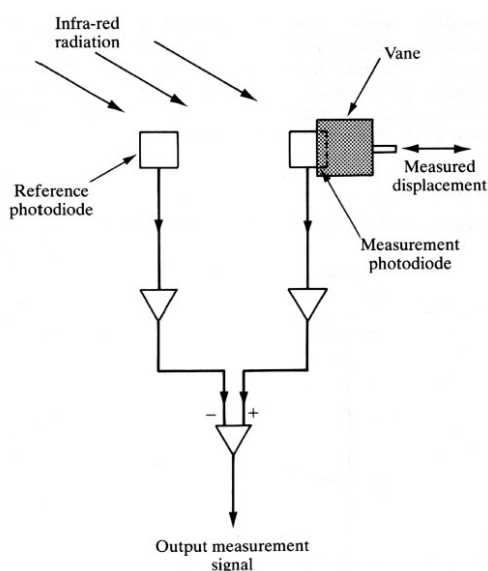


Figura 33: Transductor electro-óptico sin reflexión

Otro tipo de transductor se basa en los rayos láser, estos se han incorporado a estos equipos de traducción debido a su coherencia, colimación y monocromaticidad. El método de la triangulación emplea una fuente de luz de esta naturaleza; suele emplearse en la medida de espesores y, en general, al medir distancias pequeñas. El punto de impacto del rayo láser sobre la superficie es captado por dos sensores bajo el mismo ángulo pero desde direcciones opuestas. La posición de la superficie (inclinación) objeto de medida respecto de una posición de referencia queda determinada por las salidas eléctricas de los dos sensores.

Es relativamente reciente la técnica de interferometría láser. El principio físico se basa en el funcionamiento del interferómetro de Michelson y también se emplea en interferometría de infrarrojos y muchas otras aplicaciones. El principio operativo consta de

una fuente láser que emite un rayo que es separado en dos componentes ortogonales por un prisma. Una de ellas se refleja en un espejo plano fijo y se dirige al fotodetector; la otra continúa su trayectoria rectilínea original hacia una superficie reflectora, la cual altera su trayectoria hacia un segundo espejo plano que se mueve en la dirección del rayo. La luz reflejada en este segundo espejo regresa por su trayecto original hasta el primer espejo plano. Aquí se refleja y se dirige hacia el fotodetector. En el elemento fotodetector se produce la interferencia; éste proporciona una salida eléctrica máxima (mínima) si la interferencia es constructiva (destruktiva). Se produce interferencia constructiva en la superficie del fotodetector si la diferencia entre los caminos ópticos de los dos rayos es un número entero de longitudes de onda; es destructiva si la diferencia de trayecto óptico es un número impar de semilongitudes de onda.

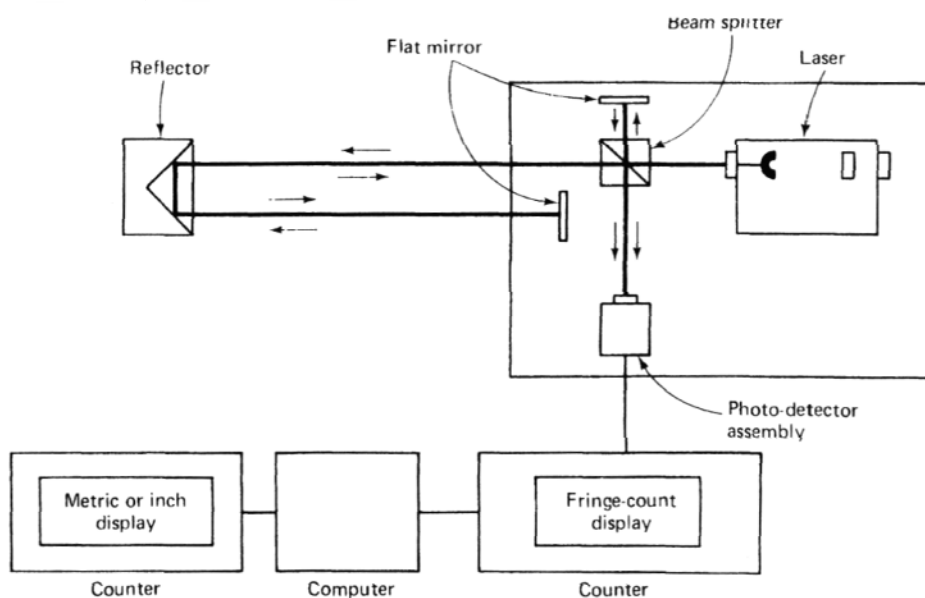


Figura 34: Interferómetro láser

Conforme se mueve el elemento reflector, se altera la diferencia de camino óptico y se suceden secuencialmente interferencias constructivas y destructivas. En consecuencia, el fotodetector ofrece una salida digital muy precisa, que se toma para conectar a un contador.

Los avances realizados en la interferometría láser, como el láser de dos frecuencias y el interferómetro holográfico, han aumentado las prestaciones de estos transductores; aumentando las áreas de aplicación: medidas angulares y de alineación en aplicaciones de control de maquinaria industrial, y control de calidad de acabados de superficies planas. Se han logrado precisiones de unas pocas partes por millón en rangos de 2 metros de longitud. En consecuencia, son idóneos para medir con precisión y resolución pequeños desplazamientos en grandes rangos.

2.2.2.1.1.7 Sensores de rango: ultrasónicos y fotoeléctricos

Este tipo de sensores se emplean para medir distancias relativamente grandes en comparación con los modelos descritos anteriormente. Miden el desplazamiento lineal de un cuerpo respecto de un punto fijo. Poseen como característica común la fuente de energía, un detector de energía y un módulo electrónico que se encarga de medir el tiempo que emplea la energía en ir del emisor al receptor. La forma de energía puede ser luminosa o ultrasonido. Incluimos estos modelos en este apartado por poseer un funcionamiento muy parecido a los ópticos.

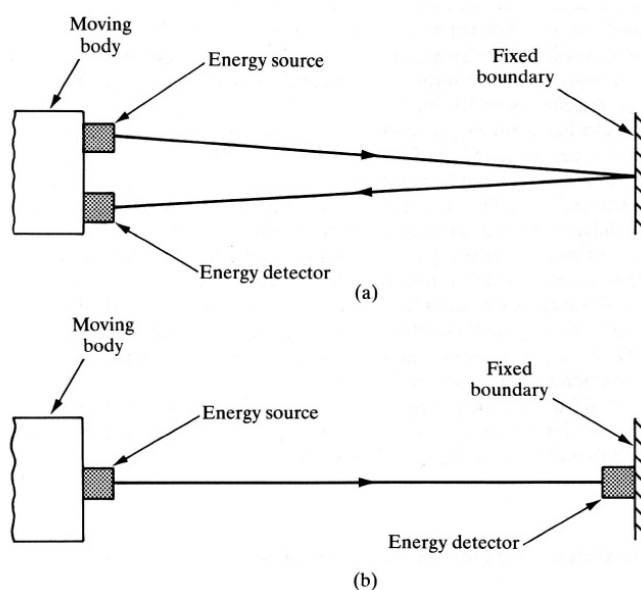


Figura 35: Dos modelos de sensores ultrasónicos

En algunos modelos, tanto la fuente de energía como el receptor están fijos en la superficie del objeto móvil y la salida eléctrica depende de la cantidad de energía reflejada en una superficie fija (figura 35 a). En otros sistemas, la fuente de energía está fija al cuerpo móvil y la unidad detectora se localiza en un punto fijo (figura 35 b).

En los equipos de medida ultrasónicos, la energía se transmite desde la fuente en forma de pulsos de alta frecuencia. Se suele emplear una frecuencia de al menos 20 KHz y lo usual es emplear 40 KHz en distancias de hasta 5 m. Midiendo el tiempo que emplea la energía en ir del emisor al receptor y considerando que la velocidad del sonido en el aire es de 340 m/s, el sistema calcula la distancia entre el objeto móvil y el elemento fijo. Estos sistemas no se emplean para medir distancias inferiores a 300 mm, ya que es difícil medir con precisión el tiempo de trayecto del sonido. La resolución viene limitada por la longitud de onda de la energía del ultrasonido y puede mejorarse a altas frecuencias. Sin embargo, a altas frecuencias la atenuación del ultrasonido en el aire es significativa, con la consecuente pérdida de sensibilidad del transductor. En consecuencia, sólo las bajas

frecuencias son adecuadas para medir grandes distancias. Un valor típico de precisión en sistemas ultrasónicos de medida de rangos es del $\pm 0.5\%$ del fondo de escala.

Los sistemas ópticos emplean una fuente de luz láser. La velocidad de la luz en el aire es aproximadamente de 300.000 m/s; de forma que la luz sólo emplea algunos nanosegundos en recorrer un metro. En consecuencia, tales sistemas sólo son útiles para medir desplazamientos muy largos, en los que el tiempo de trayecto es suficientemente largo como para medirse con precisión.

2.2.2.1.1.8 Transductor de desplazamiento sísmico

El dispositivo se considera como un sistema masa-muelle con un grado de libertad, que dispone de un sensor eléctrico para transformar el movimiento en una señal eléctrica equivalente.

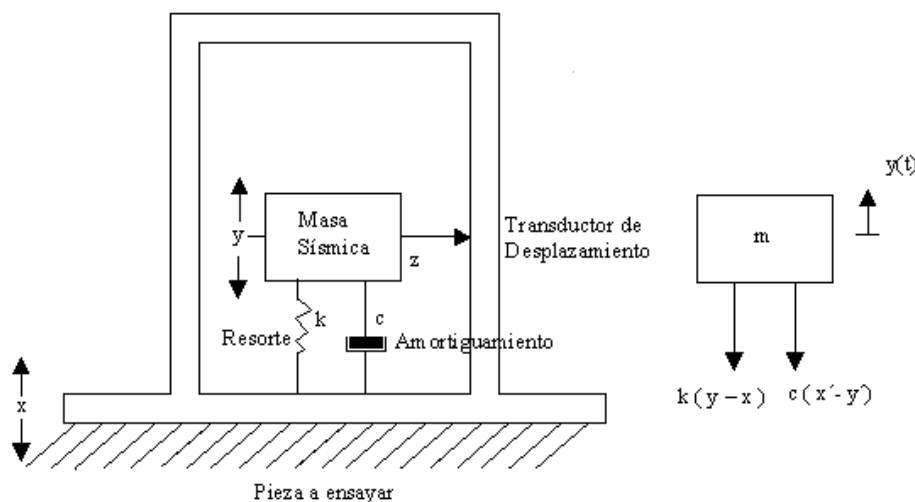


Figura 36: Esquema de un transductor sísmico

El transductor sísmico tiene una masa m (denominada masa sísmica) que se apoya sobre un resorte de rigidez k y un amortiguador con coeficiente c . La carcasa del instrumento se fija a la fuente de vibración cuyas características se van a medir. Como la masa tiende a permanecer fija en su posición espacial, el movimiento vibratorio se registra como un desplazamiento relativo de la masa respecto al receptáculo. Este desplazamiento, se detecta a su vez mediante un transductor apropiado. Para medir desplazamientos es deseable que la masa sea grande y el resorte flexible.

Aplicando la segunda ley del movimiento de Newton a la figura 36 tenemos:

$$my'' + c(y' - x') + (y - x) = 0 \quad (2.10)$$

Donde:

x' , x'' velocidad y aceleración de la base

y' , y'' velocidad y aceleración de la masa sísmica

Teniendo en cuenta que $z=y-x$, resultara:

$$z' = y' - x' ; z'' = y'' - x'' \quad (2.11)$$

Introduciendo la ecuación (2.11) en (2.10) se obtiene:

$$mz'' + cz' + kz = -mx'' \quad (2.12)$$

La ecuación anterior se puede escribir en forma normalizada como un modelo de sistema de segundo orden, resultando:

$$z''(t) + 2\xi\omega_n z'(t) = -x''(t) \quad (2.13)$$

Donde:

ω_n frecuencia angular de la masa sobre el resorte ($\omega_n = \sqrt{\frac{k}{m}} = 2\pi f_n$)

ξ factor de amortiguamiento ($\xi = \frac{c}{2\sqrt{k m}}$)

Para estudiar la respuesta la función de transferencia del transductor sísmico deberá tomarse la transformada de Laplace de (2.13) considerando las condiciones iniciales nulas, resultando:

$$(s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2) Z(s) = -s^2 X(s) \quad (2.14)$$

Y de este modo se obtiene:

$$G(s) = \frac{Z(s)}{X(s)} = \frac{-s^2}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2} \quad (2.15)$$

Los transductores de desplazamiento sísmico son instrumentos que están diseñados de tal modo que responden al movimiento de la base. Si consideramos que el movimiento de la base es sinusoidal de amplitud X y pulsación $\omega=2\pi f$, siendo f la frecuencia de la vibración, se tiene:

$$x(t) = X_m \cos(\omega t) \quad (2.16)$$



Con esta excitación, se puede obtener la respuesta $z(t)$ en régimen permanente. Así se obtiene la función de transferencia sinusoidal del transductor sísmico, que se obtiene a su vez haciendo $s=j\omega$ en (2.15), resultando:

$$G(j\omega) = \frac{(-j\omega)^2}{(j\omega)^2 + 2\xi\omega_n(j\omega) + \omega_n^2} = \frac{\left(\frac{\omega}{\omega_n}\right)^2}{\left[1 - \left(\frac{\omega}{\omega_n}\right)^2\right]^2 + j2\xi\frac{\omega}{\omega_n}} \quad (2.17)$$

De donde se deduce:

$$|G(j\omega)| = \frac{\left(\frac{\omega}{\omega_n}\right)}{\sqrt{\left[1 - \left(\frac{\omega}{\omega_n}\right)^2\right]^2 + \left[2\xi\frac{\omega}{\omega_n}\right]^2}} \quad (2.18)$$

$$\phi = \arctg \frac{2\xi\frac{\omega}{\omega_n}}{1 - \left(\frac{\omega}{\omega_n}\right)^2}$$

A partir de (2.16) y (2.18) se obtiene la solución en régimen permanente de $z(t)$ resultando:

$$z(t) = |G(j\omega)| X_m \cos(\omega t - \phi) = Z_m \cos(\omega t - \phi) \quad (2.19)$$

Es decir:

$$z(t) = \frac{\left(\frac{\omega}{\omega_n}\right)^2 X_m}{\sqrt{\left[1 - \left(\frac{\omega}{\omega_n}\right)^2\right]^2 + \left[2\xi\frac{\omega}{\omega_n}\right]^2}} \cos\left(\omega t - \arctg \frac{2\xi\frac{\omega}{\omega_n}}{1 - \left(\frac{\omega}{\omega_n}\right)^2}\right) \quad (2.20)$$

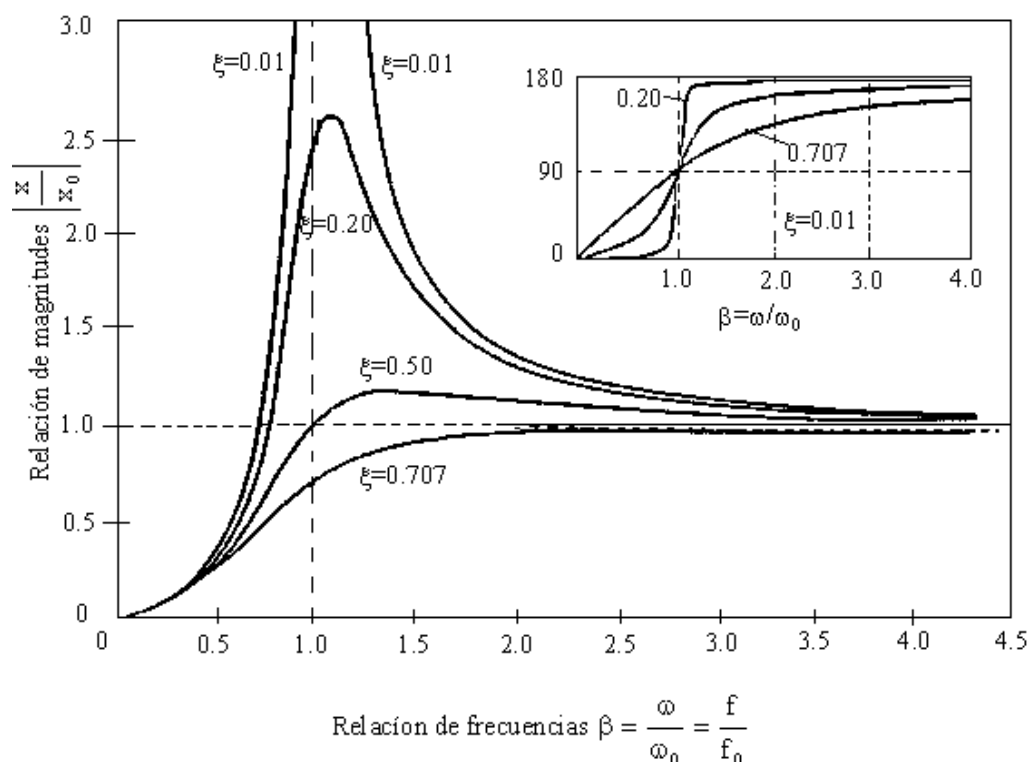


Figura 37: Representación de la relación de módulos Z_m/X_m y la fase ϕ según los valores del cociente ω/ω_n para distintos valores del factor de amortiguamiento ξ .

En la figura 37 se representa la función de transferencia definida por las ecuaciones (2.18) que corresponden en definitiva a la representación de la relación de módulos Z_m/X_m y la fase ϕ en función del cociente ω/ω_n para diferentes valores del factor de amortiguamiento ξ . En esta figura se observa que para grandes valores del cociente $\beta = \omega/\omega_n = f/f_0$, es decir para excitaciones de entrada (vibraciones) cuyas frecuencias sean muy superiores a la frecuencia natural o propia f_0 del transductor, todas las curvas convergen en el cociente $Z_m/X_m = 1$; de este modo el desplazamiento relativo de la masa rígida representado por $z(t)$ coincide con el desplazamiento de entrada (excitación de la base $x(t)$). En la parte superior derecha de la figura, que se muestra la relación gráfica de $\phi = f(\omega/\omega_m)$, se observa que para que $\beta \gg 1$, el Angulo ϕ tiende a -180° , en estas condiciones la respuesta $z(t)$ se convierte en:

$$z(t) = \frac{\beta^2 X_m}{\sqrt{(1 - \beta^2)^2}} \cos(\omega t - 180^\circ) \cong -X_m \cos(\omega t) = -x(t) \quad (2.21)$$

Es decir la salida coincide con la entrada pero es de signo opuesto.

Para una relación de frecuencias $\beta > 5$, la relación de amplitudes es prácticamente la unidad, con un error de $\pm 1\%$, aun cuando se tenga un amortiguamiento pequeño ($\xi < 0,1$). Sin embargo, se puede entender la medida a bajas frecuencias (con $\beta < 5$) si se tiene un

factor de amortiguamiento más elevado; desgraciadamente, en baja frecuencia se presenta un desfase ϕ que ya no es de -180° . Con $\xi = 0,7$ y $\beta = 1,2$, el desplazamiento se puede medir según se muestra en la figura con precisión del 5 %. Como se observa en la figura, no hay ningún límite para las medidas en altas frecuencias. Para conseguir realizar una medida en baja frecuencia con la precisión suficiente es preciso que la frecuencia natural f_n , (es decir ω_n) sea muy pequeña; lo que se consigue teniendo en cuenta que $\omega_n = \sqrt{k/m}$, empleando una masa grande o un muelle blando (con pequeña rigidez k). Debido a ello, es muy rara la medida directa del desplazamiento sísmico a muy bajas frecuencias, por los grandes tamaños necesarios para la masa. En tales casos, los desplazamientos se obtienen por integración de la velocidad o doble integración de la aceleración.

2.2.2.1.2 Transductores de velocidad

El sensor de velocidad fue uno de los primeros transductores de vibración en fabricarse. Consiste de una bobina de alambre y de un imán, colocados de tal manera que si se mueve el cárter, el imán tiende a permanecer inmóvil debido a su inercia. El movimiento relativo entre el campo magnético y la bobina induce una corriente proporcional a la velocidad del movimiento. De esta manera, la unidad produce una señal directamente proporcional a la velocidad de la vibración. Es autogenerador y no necesita de aditamentos electrónicos acondicionadores para funcionar. Tiene una impedancia eléctrica de salida relativamente baja que lo hace relativamente insensible a la inducción del ruido.

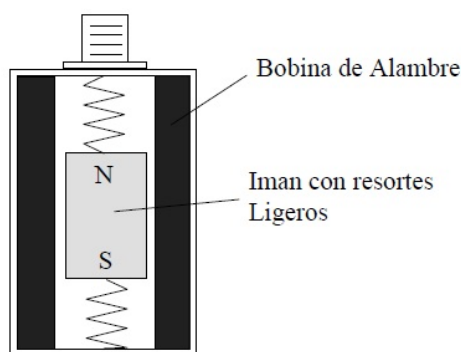


Figura 38: Sensor de velocidad

El transductor de velocidad tiene muchas desventajas que lo convierten en un transductor obsoleto para instalaciones nuevas; aunque se siguen utilizando en la actualidad. Uno de los inconvenientes es que es relativamente pesado y complejo y por eso es caro; además su respuesta en frecuencia que va de 10 Hz a 1000 Hz es baja. El resorte y el imán forman un sistema resonante de baja frecuencia, con una frecuencia

natural de 10 Hz. La resonancia tiene que ser altamente amortiguada, para evitar un pico importante en la respuesta a esta frecuencia. El problema es que la amortiguación en cualquier diseño práctico es sensible a la temperatura, y eso provoca que la respuesta de frecuencia y la respuesta de fase dependan de la temperatura.

Estos sensores pueden detectar la velocidad de un objeto, pudiendo ser esta lineal como angular.

2.2.2.1.2.1 Transductor de velocidad lineal

Los sensores de velocidad lineal, LVS (Línea Velocity Sensors), permiten la medida directa de la velocidad sin tener que realizar conversión previa a velocidad angular y la posterior aplicación de un tacómetro.

Se fundamentan en la ley de Faraday, pero en este caso aplicado a un conductor de longitud l que se mueva con velocidad v perpendicular a un campo magnético con densidad de flujo B . La tensión inducida en él, viene dada por la siguiente expresión

$$e = Blv \quad (2.22)$$

Para aplicar este principio de medida se emplean dos disposiciones distintas. En los medidores de devanado móvil, similares a los altavoces electrodinámicos, hay un imán permanente fijo y el devanado se mueve con la velocidad a detectar. Para aumentar la longitud del conductor, y con ella la sensibilidad, se utiliza un hilo muy fino. Esto implica un aumento de la resistencia de salida y, por consiguiente, exige que la impedancia de entrada del medidor sea también alta. La sensibilidad obtenida es del orden de 10mV/mm/s y el ancho de banda de 10 a 1000Hz.

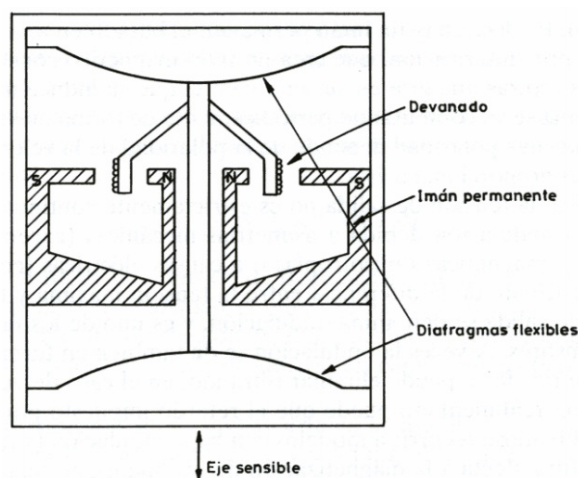


Figura 39: Transductor de velocidad lineal de devanado móvil

El segundo tipo de disposición son los medidores de núcleo móvil que están basados en una disposición similar a los sensores inductivos diferenciales de núcleo móvil, pero en este caso el núcleo es un imán permanente, en vez de ser un simple material ferromagnético. En los modelos comerciales hay una vaina de acero con blindaje magnético. Consta de dos devanados coaxiales que están conectados en oposición-serie. Si solo se emplea un devanado, una vez que todo el núcleo estuviera en el interior de la bobina, la tensión inducida sería nula en tanto en cuanto su velocidad fuera constante, ya que los polos opuestos del imán inducirían a lo largo del devanado tensiones opuestas que se cancelarían entre sí. Si por el contrario se emplean dos devanados, las tensiones obtenidas en cada uno se pueden sumar mediante su conexión oposición-serie. Esta disposición permite un mayor margen de desplazamiento (hasta 25 cm) que la de devanado móvil. El recorrido permitido influye en la impedancia de salida, que puede ser de 8k con 0.9H en serie para recorridos pequeños y de 17k con 2.8H para grandes recorridos.

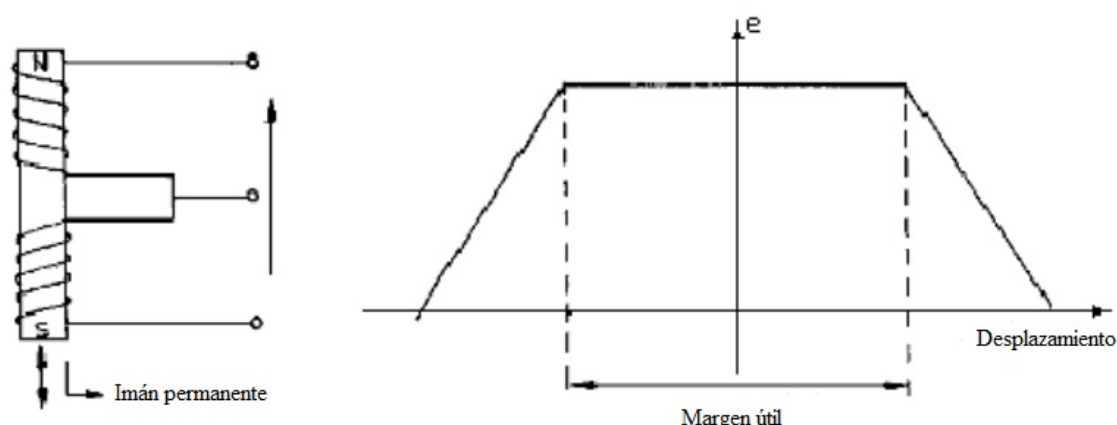


Figura 40: Transductor de velocidad lineal de núcleo móvil y la variación de la tensión de salida con el desplazamiento cuando este se mueve a velocidad fija

La aplicación de los LVS a las medidas de velocidad se basa en emplear un sistema inercial (masa-resorte) como sensor primario. Con este sistema se puede conocer una velocidad a partir de la medida de otra, pero mientras que la velocidad de interés es una velocidad absoluta, y puede que esté asociada a un desplazamiento muy grande; la velocidad detectada por el sensor es una velocidad relativa y está asociada a un desplazamiento pequeño.

2.2.2.1.2.2 Transductor sísmico de velocidad

El transductor sísmico de desplazamiento descrito anteriormente se puede convertir en un transductor sísmico de velocidad, utilizando un elemento sensor magnético dependiente de la velocidad, para medir la velocidad relativa entre la masa sísmica y la

base. La ecuación que describe el comportamiento de este tipo de instrumento, se obtiene derivando respecto de t , la ecuación (2.20) resultando:

$$z'(t) = \frac{-\left(\frac{\omega}{\omega_n}\right)^2 X_m \omega}{\sqrt{\left[1 - \left(\frac{\omega}{\omega_n}\right)^2\right]^2 + \left[2\xi \frac{\omega}{\omega_n}\right]^2}} \quad (2.23)$$

Donde se denomina ϕ a:

$$\phi = \arctg \frac{2\xi \frac{\omega}{\omega_n}}{1 - \left(\frac{\omega}{\omega_n}\right)^2} \quad (2.24)$$

Y denominando $\beta = \omega/\omega_n$ resulta:

$$z'(t) = \frac{-\beta^2 X_m \omega}{\sqrt{(1 - \beta^2)^2 + (2\xi\beta)^2}} \sin(\omega t - \phi) \quad (2.25)$$

Si se consideran unas frecuencias de funcionamiento para las cuales se cumple la desigualdad: $\beta \gg 1$, entonces el ángulo ϕ tiende a π radianes, de tal modo que la ecuación (2.25) se convierte en:

$$z'(t) = -X_m \omega \sin(\omega t - \pi) = X_m \omega \sin(\omega t) \quad (2.26)$$

Ahora bien, si se tiene en cuenta que según (2.16) se cumple:

$$x(t) = X_m \cos(\omega t) \quad (2.27)$$

Se tendrá:

$$x'(t) = -X_m \omega \sin(\omega t) \quad (2.28)$$

Que al llevar a (2.26) resulta:

$$z'(t) = -x'(t) \quad (2.29)$$

La ecuación anterior indica que la respuesta de un transductor sísmico de velocidad depende únicamente de la velocidad de la base del instrumento, siempre y cuando se haya diseñado un transductor con una frecuencia natural baja, para hacer que se cumpla la desigualdad: $\beta \gg 1$, a las frecuencias normales de trabajo.

2.2.2.1.3 Acelerómetros

El acelerómetro es un sensor que proporciona una señal eléctrica que varía de forma proporcional a la aceleración medida. La proporcionalidad viene dada por la sensibilidad del acelerómetro, además es deseable que la sensibilidad sea independiente de la frecuencia, lo que se consigue solo dentro de un determinado rango de frecuencias que constituye el denominado rango frecuencial de funcionamiento.

Los acelerómetros pueden medir aceleraciones en una única dirección perpendicular a la superficie de medida (acelerómetro uniaxial), o pueden llegar a medir aceleraciones en las tres direcciones del espacio (triaxiales).

Los tres tipos más conocidos de acelerómetros son los capacitivos, los piezo-resistivos, y los piezo-eléctricos. El principio mecánico de funcionamiento de los tres tipos es, sin embargo, el mismo.

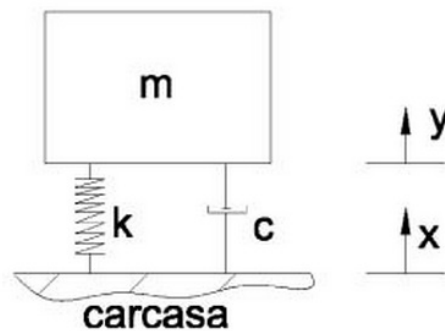


Figura 41: Esquema parte mecánica acelerómetro

Una masa inercial está elásticamente unida a la carcasa del acelerómetro; si se asume que ésta está sólidamente unida a la superficie de medida, el desplazamiento oscilatorio de la carcasa (x) será solidario al de la superficie, y diferirá del desplazamiento oscilatorio de la masa (y), por lo que existirá un desplazamiento relativo entre la masa y la carcasa. Se puede demostrar que el desplazamiento relativo entre masa y carcasa tiene la misma frecuencia que el movimiento oscilatorio de la superficie de medida, pero difiere en módulo y fase. Concretamente, la relación entre la amplitud de aceleración del movimiento oscilatorio de la superficie y el desplazamiento relativo masa-carcasa ($z=x-y$) viene dado por la función de respuesta en frecuencia mecánica:

$$\frac{Z}{\dot{X}} = \frac{m}{k \cdot \sqrt{\left(1 - \left(\frac{\omega}{\omega_n}\right)^2\right)^2 + \left(2\xi \frac{\omega}{\omega_n}\right)^2}} \quad (2.30)$$

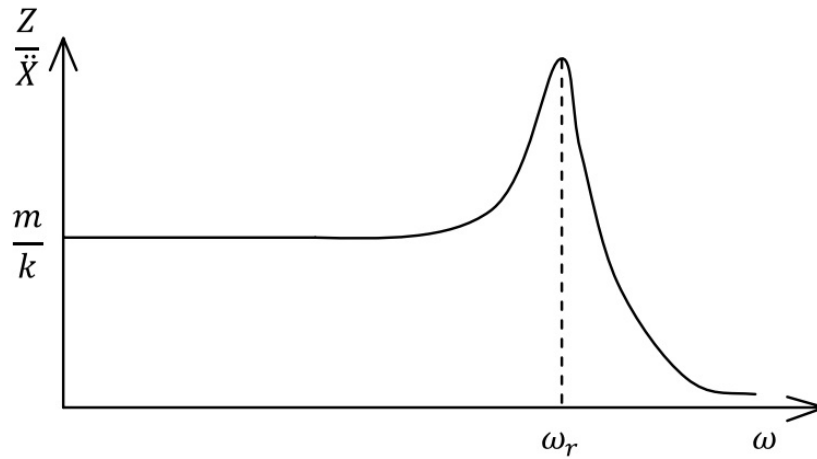


Figura 42: Respuesta en frecuencia de un acelerómetro

La diferencia entre los distintos tipos de acelerómetro reside en cómo este desplazamiento relativo masa-carcasa se convierte en una señal eléctrica de variación de potencial proporcional a la aceleración.

2.2.2.1.3.1 Transductor sísmico de aceleración

En las secciones previas, hemos visto que los transductores sísmicos de desplazamiento y velocidad requieren unos elementos sensores que respondan al desplazamiento y a la velocidad respectivamente. Para el caso de medir aceleraciones, no existe tal elemento sensor, y por ello la medida se basa en un planteamiento diferente. Si se parte de un desplazamiento de la base $x(t) = X_m \cos(\omega t)$ se cumplirá:

$$x'(t) = -X_m \omega \sin(\omega t) ; x''(t) = -X_m \omega^2 \cos(\omega t) \quad (2.31)$$

Vamos a intentar relacionar $z(t)$ con $x''(t)$. Si se tiene en cuenta que $x''(t) = s^2 X(s)$ y por tanto se podrá escribir:

$$G_a(s) = \frac{Z(s)}{s^2 X(s)} = \frac{-1}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2} = \frac{L(z(t))}{L(x''(t))} \quad (2.32)$$

La función de transferencia anterior en el dominio de la frecuencia tomando $\beta = \omega/\omega_n$ será:

$$G_a(j\omega) = \frac{-\left(\frac{1}{\omega_n^2}\right)}{\left[1 - \left(\frac{\omega}{\omega_n}\right)^2\right]^2 + j2\xi \frac{\omega}{\omega_n}} = \frac{-\left(\frac{1}{\omega_n^2}\right)}{[1 - \beta^2]^2 + j2\xi\beta} \quad (2.33)$$



De una forma similar a (2.31) la respuesta $z(t)$ a una vibración:

$$x''(t) = -X_m \omega^2 \cos(\omega t) = A_m \cos(\omega t) \quad (2.34)$$

Donde $A_m = -X_m \omega^2$ será:

$$z(t) = |G_a(j\omega)| A_m \cos(\omega t - \phi_1) = Z_m \cos(\omega t - \phi_1) \quad (2.35)$$

Teniendo en cuenta (2.33), se cumple:

$$G_a(j\omega) = \frac{\left(\frac{1}{\omega_n^2} \right)}{\sqrt{[1 - \beta^2]^2 + [2\xi\beta]^2}} = -180^\circ - \arctg \frac{2\xi\beta}{1 - \beta^2} \quad (2.36)$$

Por consiguiente (2.35) se convertirá en:

$$z(t) = \frac{-\frac{A_m}{\omega_n^2}}{\sqrt{[1 - \beta^2]^2 + [2\xi\beta]^2}} \cos(\omega t - \arctg \frac{2\xi\beta}{1 - \beta^2}) \quad (2.37)$$

Donde:

$$Z_m = \frac{\frac{A_m}{\omega_n^2}}{\sqrt{[1 - \beta^2]^2 + [2\xi\beta]^2}} \quad (2.38)$$

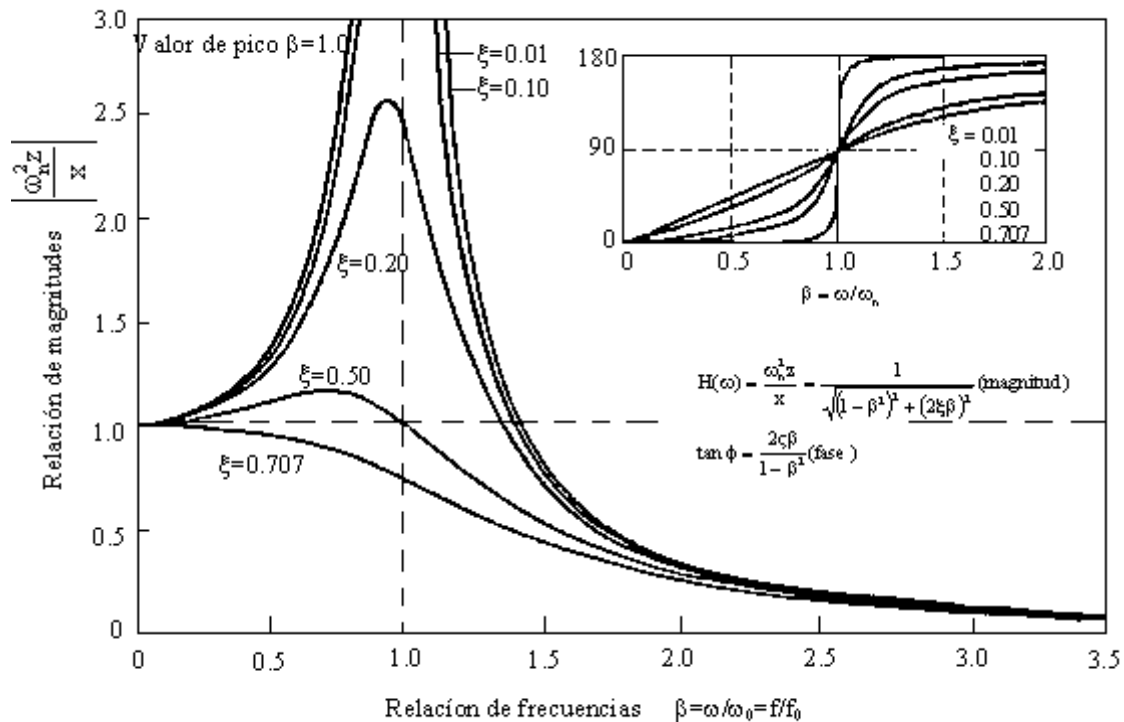


Figura 43: Representación de la relación de módulos $\omega_n^2 Z_m/A_m$ y la fase ϕ según los valores ω/ω_n para distintos valores del factor de amortiguamiento ξ

En la figura 43 se muestra la relación $\left| \frac{\omega_n^2 Z_m}{A_m} \right|$ en función de ω/ω_n para diversos factores de amortiguamiento. Se observa en estas curvas que la relación de amplitudes tiende a la unidad y el ángulo de la fase tiende a 0° cuando la relación de frecuencias β es muy pequeña ($\beta \Rightarrow 0$) sea cual sea el valor del factor de amortiguamiento ξ . Aparecen picos de resonancia en la respuesta, cuyas amplitudes decrecen conforme ξ aumenta entre 0 y 0,707. No hay picos en la salida cuando $\beta > 0,707$. En las condiciones de baja frecuencia, es decir cuando $\beta \Rightarrow 0$, la ecuación (2.37) se convierte en:

$$z(t) = \frac{A_m}{\omega_n^2} \cos \omega t = \frac{-1}{\omega_n^2} x''(t) \quad (2.39)$$

Teniendo en cuenta que $\omega_n = \frac{k}{m}$ resulta:

$$z(t) = -\frac{m}{k} x(t) \quad (2.40)$$

La ecuación anterior indica, que el mecanismo sensor básico de un transductor de aceleración consiste en una fuerza de inercia $m x''(t)$ que esta resistida o compensada por una fuerza de muelle o resorte $k z(t)$. Este tipo de instrumento requiere un muelle muy rígido (k grande) con una masa sísmica muy pequeña. De este modo tendremos una

frecuencia propia o natural muy elevada, de tal modo que el instrumento trabaje a las frecuencias de funcionamiento con una $\beta = \omega / \omega_n$ que tiende a cero ($\beta \ll 1$). Los acelerómetros sísmicos se fabrican con tamaños muy pequeños, de este modo, la presencia del transductor tiene un efecto despreciable en la magnitud que ha de medirse.

2.2.2.1.3.2 Acelerómetros capacitivos

En el caso de los acelerómetros capacitivos, se convierte el desplazamiento relativo entre la masa y carcasa en una variación de voltaje entre las dos placas de un condensador. Una de las placas se denomina móvil y es solidaria a la masa, y la otra se denomina fija y es solidaria a la carcasa del acelerómetro.

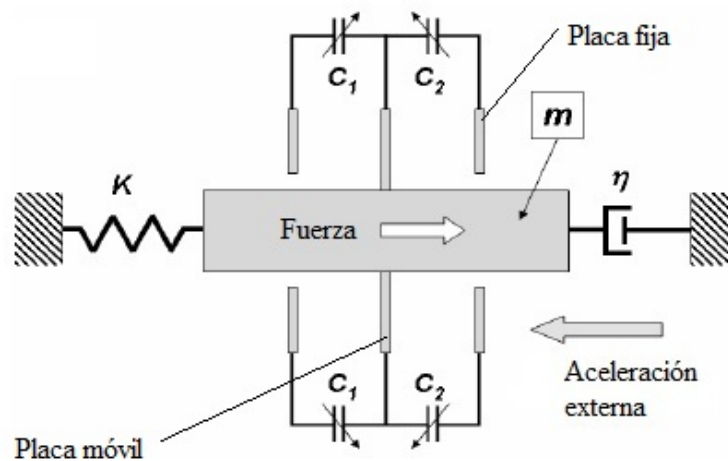


Figura 44: Acelerómetro capacitivo integrado en una estructura de silicio

La relación entre el potencial entre placas y la distancia relativa entre ellas viene dada por la ecuación:

$$\Delta V = q - \frac{Z}{\epsilon_0 A} \quad (2.41)$$

Donde:

- q carga eléctrica de las placas del condensador
- ϵ_0 permeabilidad del medio entre las placas del condensador
- A área de las placas

Los acelerómetros de condensador requieren alimentación para generar la carga q en las placas del condensador. La respuesta en frecuencia del acelerómetro ($H(\omega)$) será el producto de la respuesta en frecuencia mecánica y la respuesta eléctrica, según:

$$H(\omega) = \frac{Z}{\dot{X}} \cdot \frac{\Delta V}{Z} \quad (2.42)$$

2.2.2.1.3.3 Acelerómetros piezo-resistivos

En los acelerómetros piezo-resistivos se utiliza un elemento piezo-resistivo. El desplazamiento relativo de la masa inercial respecto la carcasa induce una deformación en el material piezo-resistivo. La resistencia eléctrica del material piezo-resistivo varía en función de su deformación.

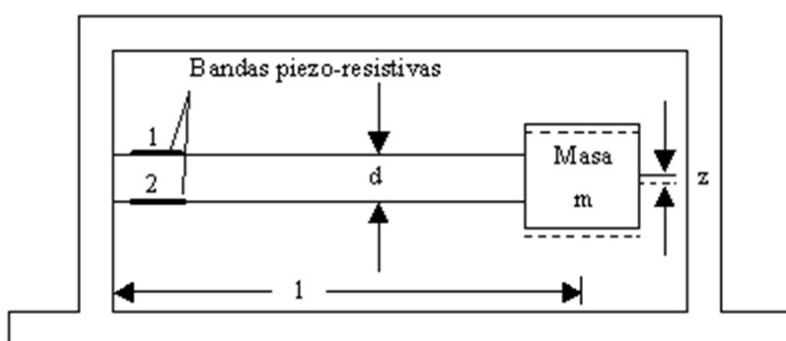


Figura 45: Acelerómetro piezo-resistivo

La constante de rigidez k del sistema es:

$$k = \frac{F}{z} \quad (2.43)$$

Donde:

F fuerza

z deflexión

La deflexión z de la masa m viene expresada por la ecuación:

$$z = \frac{FL^3}{3EI} \quad (2.44)$$

Donde:

F fuerza que actúa sobre la masa

L longitud de la ménsula

E modulo de elasticidad

I momento de inercia de la sección transversal



Teniendo en cuenta (2.43) y (2.44) resulta:

$$k = \frac{3 E I}{L^3} ; \omega_n = \sqrt{\frac{k}{m}} = \sqrt{\frac{3 E I}{m L^3}} \quad (2.45)$$

La deformación ε producida por la tensión σ de flexión será:

$$\varepsilon = \frac{\sigma}{E} = \frac{M_d / 2}{I} = \frac{F L d}{2 E I} \quad (2.46)$$

Donde:

M momento flector en el empotramiento

d espesor en la ménsula

En un acelerómetro, como se pudo ver en los apartados anteriores, cuando $\beta \ll 1$ la relación entre el movimiento relativo $z(t)$ y la aceleración $x''(t)$ de entrada de acuerdo con (2.39) vale:

$$z(t) = -\frac{1}{\omega_n^2} x''(t) \quad (2.47)$$

Y teniendo en cuenta (2.44) y (2.46) resulta:

$$-\frac{1}{\omega_n^2} x''(t) = \frac{F L^3}{3 E I} = \frac{2}{3} \frac{\varepsilon L^2}{d} \quad (2.48)$$

Y por consiguiente:

$$\frac{-\varepsilon}{x''(t)} = \frac{-3 d}{2 \omega_n^2 L^2} = \frac{-m d L}{2 E I} \quad (2.49)$$

Las ecuaciones (2.45) y (2.49) definen la sensibilidad estática y la respuesta en el dominio de la frecuencia, de este tipo de acelerómetro. Para conseguir altas sensibilidades, m y L deberían ser grandes pero esto reduce la frecuencia natural o propia según indica la segunda ecuación de (2.45). Por ello la selección de los valores de m y L es un compromiso entre sensibilidad y frecuencia propia. En esta configuración particular es bastante difícil obtener altas frecuencias naturales por encima de unas centenas de Hertzios, debido a sus limitaciones del tamaño de la ménsula a la que se adhieren las galgas. Para mejorar el ancho de banda, se introduce un liquido viscoso que rellena el recinto, generalmente se utilizan aceites de silicio cuya viscosidad se mantiene constante dentro de un amplio rango de temperaturas. Las bandas extensiométricas utilizadas en el acelerómetro son convencionales: tipo hilo, circuito impreso o semiconductoras, trabajando dos a compresión y dos a tracción, completando de este modo un puente de Wheatstone.

Otro esquema del acelerómetro que presenta una frecuencia natural más elevada es el indicado en la figura 46. En este caso la masa sísmica m está colocada encima de una estructura sólida. Esta estructura soporte actúa como resorte. Las galgas extensiométricas pegadas sobre la superficie del soporte miden la deformación debida a las aceleraciones. La deflexión es relativamente baja, y la frecuencia natural es mucho más alta que con el acelerómetro tipo ménsula.

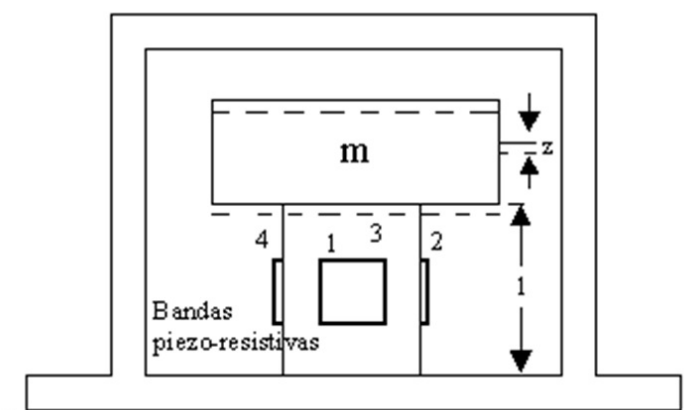


Figura 46: Acelerómetro piezo-resistivo basado en galgas extensiométricas

La constante de rigidez k del sistema de la figura viene representado por el cociente:

$$k = \frac{F}{z} \quad (2.50)$$

Donde F es la fuerza que actúa sobre el cilindro debido a la masa m . Sustituyendo $z = \epsilon L$ resulta:

$$z = \frac{\sigma}{E} L = \frac{F}{A E} L \quad (2.51)$$

Donde:

- L longitud del cilindro
- A área de la sección transversal
- σ tensión unitaria desarrollada

De este modo se cumple:

$$k = \frac{A E}{L} \quad (2.52)$$

Y la frecuencia propia del montaje:

$$\omega_n = \sqrt{\frac{A E}{m L}} \quad (2.53)$$

La deformación producida debida a la aceleración x'' , teniendo en cuenta (2.47) será:

$$z = \varepsilon L = -\frac{x''(t)}{A E} m L \Rightarrow \frac{\varepsilon}{x''(t)} = \frac{-m}{A E} \quad (2.54)$$

Con este montaje se pueden obtener frecuencias naturales del orden de kilohertzios, Para conseguir sensibilidades más altas se suelen emplear galgas extensiométricas semiconductoras. En cualquier caso, sea cual sea el tipo de montaje utilizado, en vez de usar galgas extensiométricas para medir deformaciones y con ella desplazamientos o aceleraciones, se pueden emplear otros dispositivos sensores: tipo inductancia variable o capacidad variable para medir desplazamientos.

2.2.2.1.3.4 Acelerómetro piezoeléctrico

El principio de funcionamiento de un acelerómetro piezoeléctrico es igual al principio de funcionamiento del acelerómetro piezo-resistivo basado en galgas extensiométricas (figura 46). En este caso el cilindro metálico de la figura se sustituye por un cristal piezoeléctrico sensible a la fuerza.

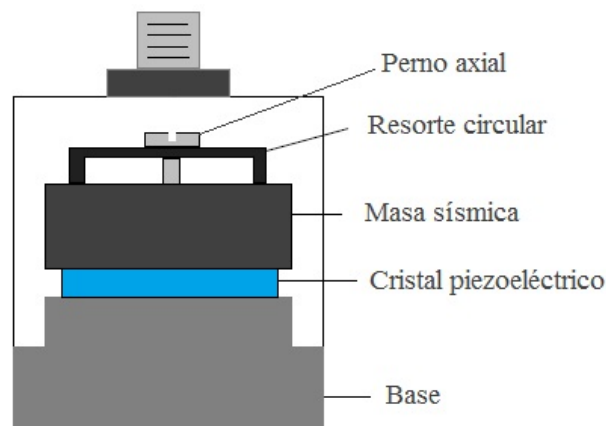


Figura 47: Acelerómetro piezoeléctrico

En la figura 47 se puede observar la disposición básica de un acelerómetro piezoeléctrico: La masa sísmica está sujeta a la base con un perno axial, que se apoya en un resorte circular. El elemento piezoeléctrico está ajustado entre la base y la masa sísmica. La principal ventaja del acelerómetro piezoeléctrico es que es un sensor activo



que convierte la fuerza dinámica o la aceleración en una señal equivalente. El dispositivo genera una carga q que es proporcional a la fuerza aplicada:

$$q = \alpha F \quad (2.55)$$

Donde:

α constante piezoeléctrica

F fuerza aplicada

q carga

En el uso práctico de transductores piezoeléctricos en vez de manejar la constante de proporcionalidad α , se prefiere utilizar el concepto de sensibilidad de carga, que se define por el cociente:

$$S_q = \frac{q}{F} \quad (2.56)$$

La definición anterior se puede extender también a la medida de aceleraciones y presiones, en este caso F representa cualquiera de estas magnitudes. De este modo, el factor S_q es muy útil para analizar el funcionamiento de los distintos tipos de transductores piezoeléctricos.

Otro factor importante que se utiliza al estudiar transductores piezoeléctricos es el factor de sensibilidad de tensión S_v que se define por el cociente:

$$S_v = \frac{v}{F} \quad (2.57)$$

Donde:

F fuerza (fuerza, aceleración, presión)

v tensión

Podemos relacionar ambos factores de sensibilidad teniendo en cuenta que si C es la capacidad del condensador formado por el disco piezoeléctrico al metalizar las caras superior e inferior, se tiene:

$$S_v = \frac{q/C}{F} = \frac{q}{F} \frac{1}{C} = \frac{S_q}{C} \quad (2.58)$$

Si la superficie del disco es A y tiene un espesor t , la capacidad C vale a su vez:

$$C = \frac{\epsilon A}{t} \quad ; \quad \epsilon = \epsilon_0 \epsilon_r \quad (2.59)$$

Donde:

ϵ_r Permitividad relativa

ϵ_0 Permitividad del vacío

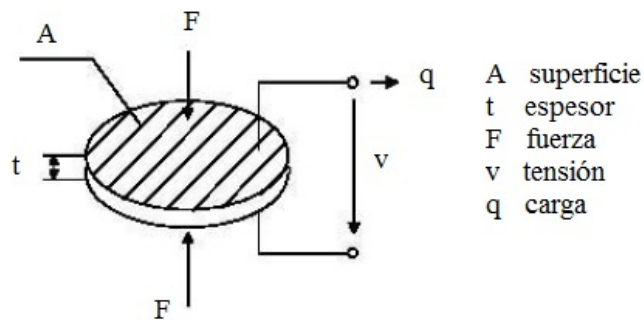


Figura 48: Cristal piezoeléctrico

Los factores S_q y S_v son función de la orientación de la magnitud mecánica respecto a los ejes del cristal y en general son función de la frecuencia de la excitación dinámica.

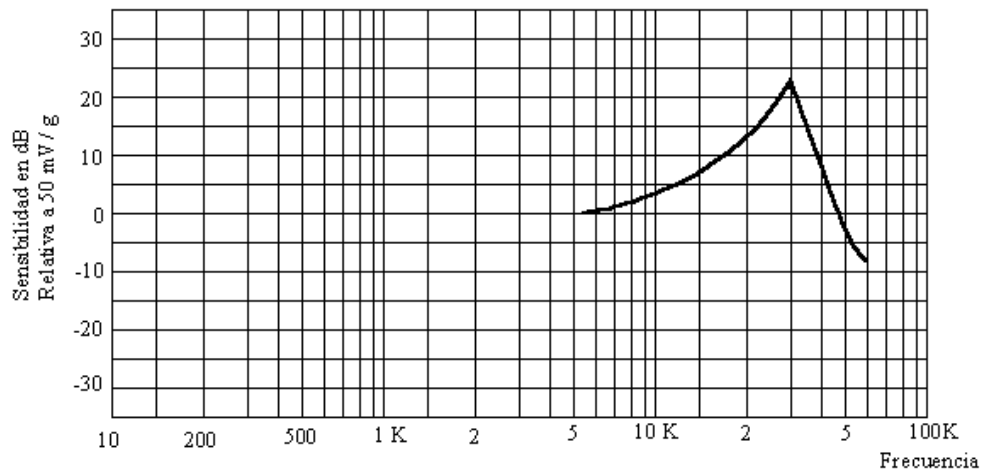


Figura 49: Característica de la sensibilidad de un acelerómetro piezoeléctrico

En la figura 49 se muestra la característica de frecuencia típica de un acelerómetro piezoeléctrico, en ordenadas se representa la sensibilidad S_v en decibelios referidos a 50 mV/g. Se observa que la sensibilidad S_v es de 0 dB (50 mV/g) desde 3 Hz a 5000 Hz, apareciendo un pico de resonancia a 30000 Hz, que corresponde a la frecuencia natural no

amortiguada o propia del transductor. El valor de ω_n se puede determinar por vía analítica teniendo en cuenta la expresión (2.53), resultando:

$$\omega_n = \sqrt{\frac{A E}{m T}} \quad (2.60)$$

Donde:

- A superficie del disco piezoeléctrico
- E modulo de elasticidad del material
- m valor de la masas sísmica
- t espesor del cristal

Existen tres diferentes construcciones mecánicas típicas usadas en el diseño de acelerómetros piezoeléctricos. Estos tres tipos de construcción son el delta-cortante, el cortante-plano y el de compresión.

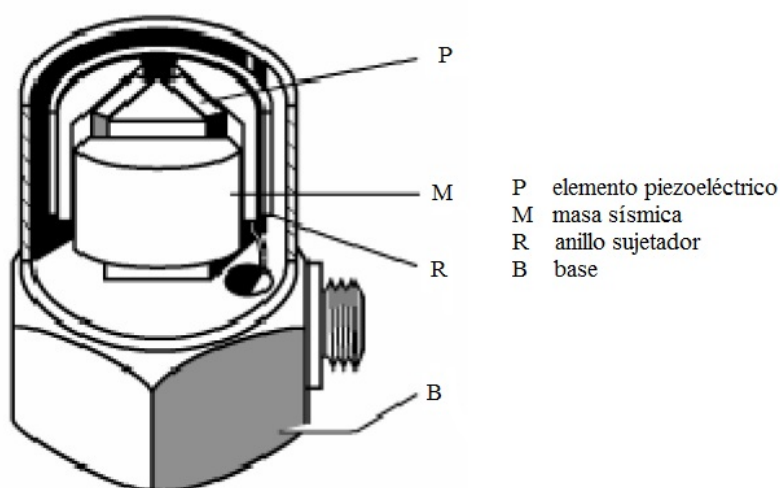


Figura 50: Construcción delta-cortante

En el tipo de construcción delta-cortante, tres elementos piezoeléctricos y tres masas se disponen en una configuración triangular en torno a un poste central. Tanto los elementos como las masas quedan soportados por medio de un aro de alta resistencia a la tensión, que pre-esfuerza los elementos piezoeléctricos para dar un mayor grado de linealidad. La carga generada es recogida entre la estructura envolvente y el aro sujetador. El tipo delta-cortante brinda una alta relación sensibilidad-masa, comparado con otros tipos de construcción, teniendo además una relativa alta frecuencia de resonancia y buen aislamiento a las deformaciones de la base y los transitorios de temperatura.

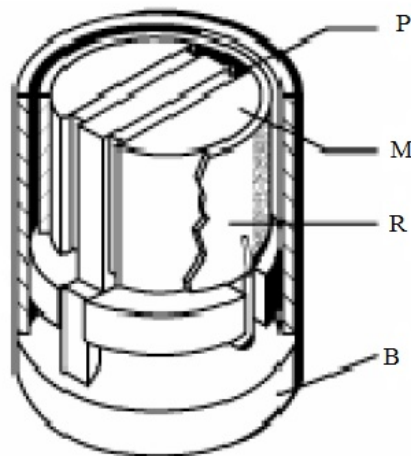


Figura 51: Construcción cortante-plano

El tipo de construcción cortante-plano el elemento piezoeléctrico se somete a una deformación por cortante, teniendo los mismos elementos que el delta-cortante. Este tipo de construcción consiste de un poste central rectangular y dos masas, colocando dos piezas rectangulares de material piezoeléctrico entre el poste y las masas, sujetas de manera similar al diseño anterior con un aro envolvente de alta resistencia a la tensión.

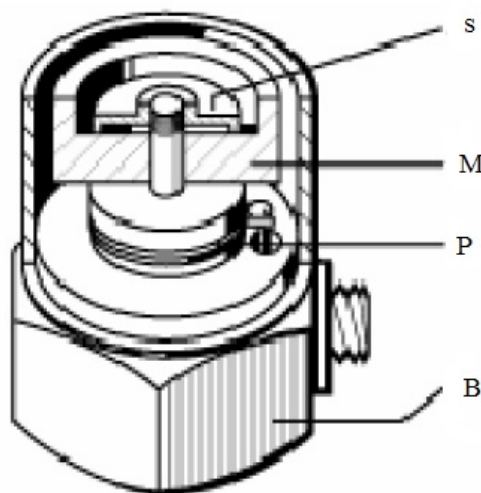


Figura 52: Construcción a compresión

Por último, el tipo de construcción a compresión es el tipo tradicional de construcción simple y con una razón sensibilidad-masa moderadamente alta. El sistema elemento piezoeléctrico-masa-resorte se monta sobre un poste central cilíndrico sujeto a la base del acelerómetro. Sin embargo, debido a que la base y el centro del poste actúan como un resorte en paralelo con los elementos piezoeléctricos, cualquier cambio dinámico

en la base como la flexión o expansión térmica, pueden causar esfuerzos en los elementos piezoeléctricos y como consecuencia, lecturas erróneas.

Los transductores deberían diseñarse de tal modo, que sean excitados por una sola componente vectorial de la vibración. La existencia de vibraciones cortantes provoca una sensibilidad direccional. Téngase en cuenta que aunque la excitación sea axial, aparecen esfuerzos cortantes en el cristal, en el momento en que el disco de cristal y la masa sísmica no estén exactamente alineados respecto a sus centros de gravedad. También pueden producirse esfuerzos de flexión si los discos no son perfectamente planos, al no existir un contacto perfecto entre las superficies.

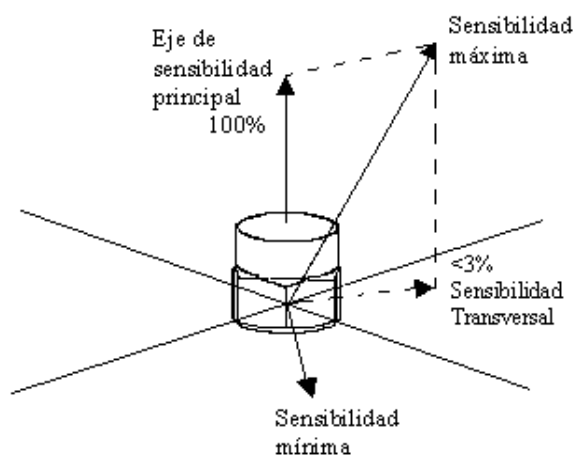


Figura 53: Concepto de sensibilidad principal y transversal

En la figura 53 se muestra de un modo gráfico el concepto de sensibilidad transversal, que representa la sensibilidad del acelerómetro en un plano perpendicular al eje longitudinal del acelerómetro. Esta sensibilidad se expresa normalmente como porcentaje de la sensibilidad en la dirección del eje principal y conviene que sea lo más pequeña que sea posible. Para un buen acelerómetro tendría que ser inferior al 5%.

En la mayoría de las aplicaciones, los acelerómetros deben trabajar en el exterior, es de gran interés que los factores ambientales no afecten la medida. En general, los acelerómetros deben estar encapsulados de tal modo que sean herméticos, no solamente a la humedad sino también a los agentes corrosivos del ambiente. Los agentes ambientales que más afectan al acelerómetro son la temperatura y las variaciones rápidas de presiones externas (presión sonora). La elevación de la temperatura provoca una reducción de la sensibilidad, pero tan pronto como la temperatura vuelve al valor normal, la sensibilidad retorna a su valor nominal. Sin embargo si se excede de una temperatura (denominada punto de Curie) se produce la destrucción del acelerómetro. Los fabricantes indican

siempre en sus especificaciones la máxima temperatura que puede tener un acelerómetro (alrededor de 200° C).

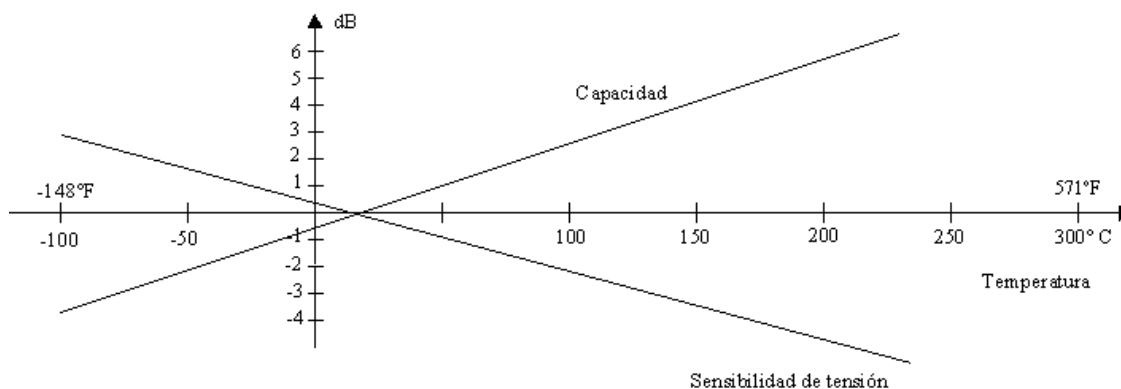


Figura 54: Capacidad y sensibilidad en función de la temperatura

El ruido acústico afecta también a las medidas realizadas con acelerómetros, y aunque este efecto no puede evitarse completamente, si se puede reducir a un mínimo, realizando un diseño cuidadoso. Un valor típico de sensibilidad acústica es inferior a 0,5μV /μbar, equivalente a 1mV a 140 dB. El envejecimiento de este tipo de transductores es relativamente reducido, y la sensibilidad se mantiene prácticamente constante con el tiempo, con un cambio inferior al 2% anual.

2.2.2.1.3.5 Servoacelerómetros

La medida de vibraciones en grandes estructuras presenta problemas especiales. Los modos naturales de las grandes estructuras tienden a producirse a muy bajas frecuencias, y las aceleraciones que se producen suelen ser pequeñas. En estas condiciones, el acelerómetro debería ser sensible y adecuado para funcionar en condiciones cuasiestáticas. Al contrario que en muchas otras aplicaciones, el movimiento de grandes estructuras no se ve afectado por la carga adicional que supone la masa de los acelerómetros colocados durante la realización de las medidas. Esto hace posible utilizar acelerómetros de tamaño relativamente grande. En tales aplicaciones, lo más adecuado es utilizar un servoacelerómetro. Un servoacelerómetro contiene una masa sísmica y un servomecanismo que controla la posición de dicha masa. La aceleración provoca que la masa sísmica se mueva. Un transductor de desplazamiento produce una señal proporcional al movimiento relativo de la masa respecto al bastidor del instrumento, esta señal es amplificada y realimentada en forma de corriente, se aplica a un excitador magnético constituido por una bobina móvil suspendida dentro de un campo magnético. El efecto de

la corriente realimentada es generar una fuerza antagonista para equilibrar la fuerza que actúa sobre la masa. Idealmente, la corriente necesaria para equilibrar la masa nos da una medida de la aceleración de entrada en la dirección de movimiento de la masa.

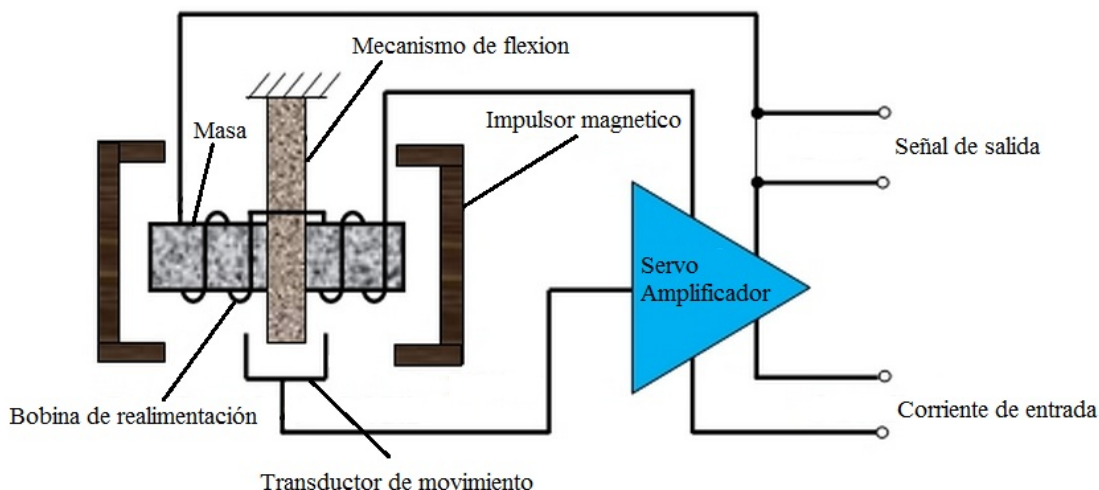


Figura 55: Servoacelerómetro con un mecanismo de flexión

Denominando “y” al movimiento absoluto de la masa, “x” al movimiento de entrada, el movimiento relativo vendrá dado por: $z=y-x$, por lo que se cumplirá:

$$my'' + cz' + K_1 I = 0 \quad (2.61)$$

Donde:

- K_1 fuerza producida por el excitador magnético sobre la masa por unidad de corriente
- c coeficiente de amortiguamiento viscoso
- I corriente

Por otro lado, el transductor de desplazamiento produce una corriente que una vez amplificada es proporcional al desplazamiento relativo de la masa, es decir:

$$I = K_2 z \quad (2.62)$$

Y por consiguiente tenemos:

$$z = \frac{I'}{K_2} ; z' = \frac{I''}{K_2} ; z'' = \frac{1}{I^2} \quad (2.63)$$

Con la ecuación anterior al introducirla en (2.61), y teniendo en cuenta la ecuación $z=y-x$, resulta:



$$mz'' + mx'' + cz' + K_1 I = 0 \quad (2.64)$$

O lo que es lo mismo:

$$-m x'' = \frac{m}{K_2} I'' + \frac{c}{K_2} I' + K_1 I \quad (2.65)$$

Aplicando transformadas de Laplace se obtiene:

$$-m s^2 X(s) = \frac{m}{K_2} s^2 I(s) + \frac{c}{K_2} s I(s) + K_1 I(s) \quad (2.66)$$

Es decir:

$$\frac{I(s)}{s^2 X(s)} = \frac{m}{\frac{m}{K_2} s^2 + \frac{c}{K_2} s + K_1} \quad (2.67)$$

La ecuación anterior se puede expresar de otro modo:

$$\frac{I(s)}{s^2 X(s)} = \frac{K_2}{s^2 + \frac{c}{m} s + \frac{K_1 K_2}{m}} \quad (2.68)$$

De donde se deduce que la frecuencia natural del sistema es:

$$\omega_n = \sqrt{\frac{K_1 K_2}{m}} \quad (2.69)$$

En régimen permanente, la ecuación (2.68) resulta:

$$\frac{I(t)}{x''(t)} = \frac{m}{K} \quad (2.70)$$

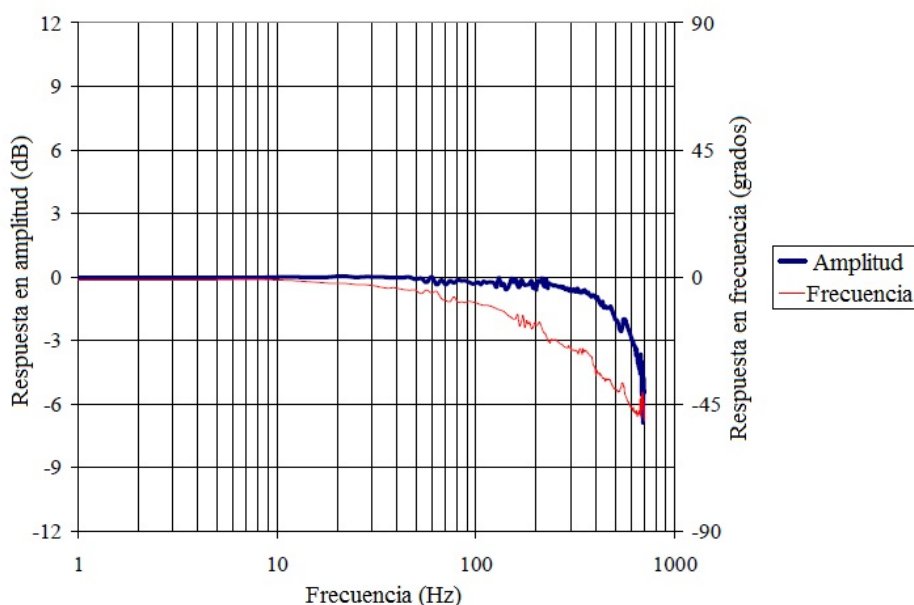


Figura 56: Respuesta en frecuencia de un servoacelerómetro MEMS

Con estos dispositivos se pueden lograr sensibilidades muy altas y con una respuesta en frecuencia que prácticamente plana entre 2 y 500 Hz.

2.2.2.1.3.6 Consideraciones en la selección de un acelerómetro

El criterio más importante a la hora de elegir un acelerómetro es que su aplicación no debe modificar el movimiento del objeto cuya vibración desea medirse. De este modo es necesario que la masa del acelerómetro que se utilice debe ser pequeña en comparación con el objeto con que se ensaya. En la mayoría de los casos esto sucede así; pero si el elemento que se ensaya es muy pequeño, este puede ser un factor importante de decisión para la elección del acelerómetro. Además, la elección del acelerómetro dependerá de otros factores, como por ejemplo: sensibilidad, rango de medida según sean aceleraciones, velocidades o desplazamientos, respuesta a la frecuencia, resistencia a la temperatura, dimensiones físicas, etc.

La sensibilidad de los acelerómetros se encuentra típicamente entre los valores de 10mV/g a 1000mV/g; sin embargo, existen acelerómetros con sensibilidades más bajas y más altas. Para elegir el acelerómetro con la sensibilidad adecuada, es útil tener una idea de los niveles de amplitud de la vibración a medir. Si el espécimen a medir produce vibraciones de alta amplitud (>10g rms), se elegirá definitivamente un acelerómetro de baja sensibilidad (10mV/g). Si las mediciones de interés son de baja amplitud (<10g rms) podría en este caso requerirse un acelerómetro de media sensibilidad (100mV/g). Finalmente, si los niveles de vibración a medir son muy pequeños (<2g rms) la selección más adecuada será un acelerómetro de alta sensibilidad (1000mV/g).



Se debe tener presente que si hay vibraciones de alta amplitud con valores muy por encima del intervalo de aplicación del acelerómetro, éstas podrían sobrecargar a amplificador y causar una distorsión en la señal. Una de las grandes propiedades de los acelerómetros piezoeléctricos es su amplio intervalo de operación; sin embargo, esto es solamente útil si se elige adecuadamente la sensibilidad para una aplicación en particular.

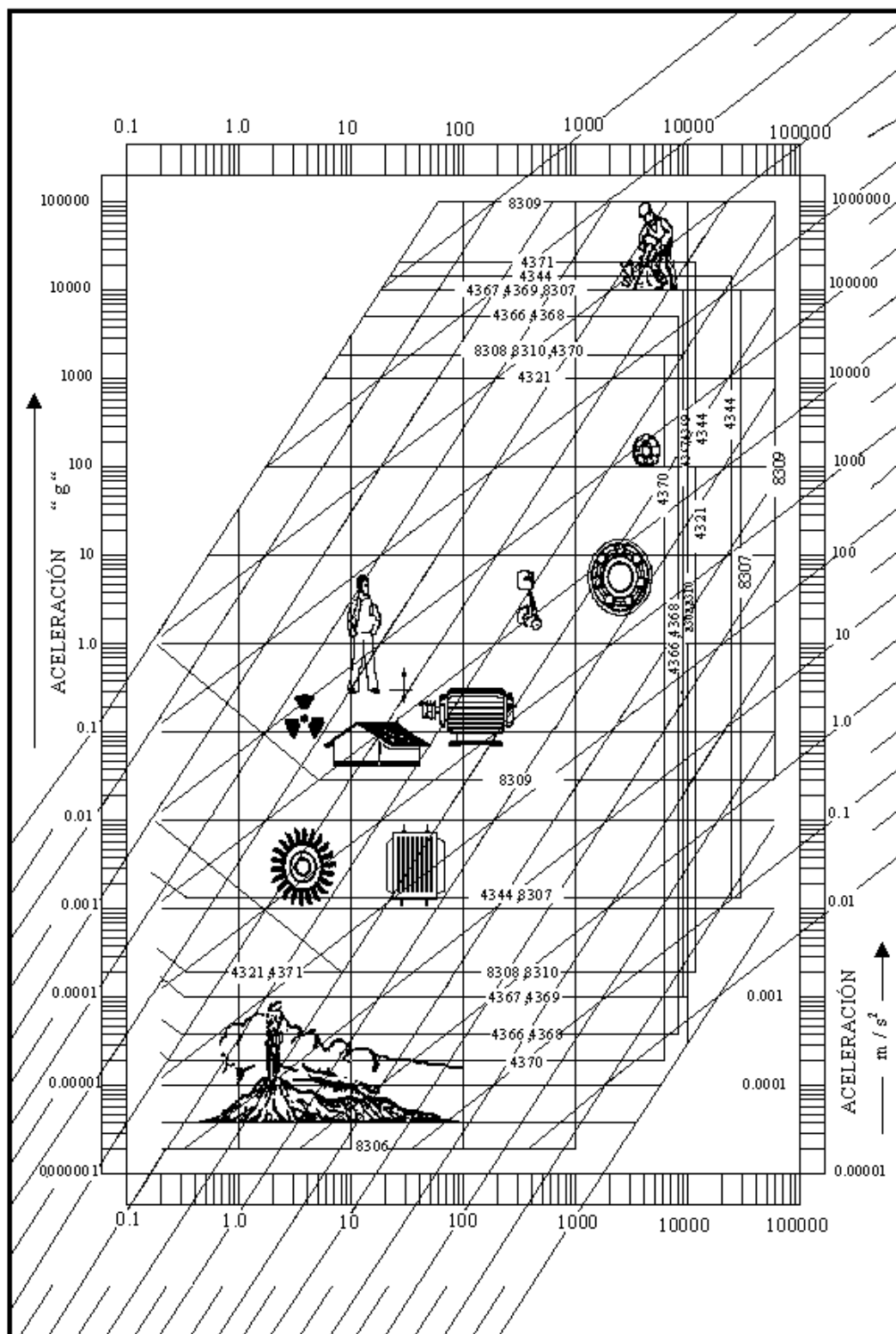


Figura 57: Monograma de la empresa Brüel-Kjaer para la elección de los acelerómetros



2.2.3 Acondicionador de señal

La señal de salida del transductor de un sistema de medición en general se debe procesar de una forma adecuada para la siguiente etapa de la operación. La señal puede ser, por ejemplo, demasiado pequeña, y sería necesario amplificarla; podría contener interferencias que eliminar; ser no lineal y requerir su linealización; ser analógica y requerir su digitalización; ser digital y convertirla en analógica; ser un cambio en el valor de la resistencia y convertirla en un cambio en corriente; consistir en un cambio de voltaje y convertirla en un cambio de corriente de magnitud adecuada; etc. A todas estas modificaciones se les designa en general con el término acondicionamiento de señal.

Los dispositivos de entrada y de salida están conectados con un sistema de microprocesador mediante puertos. El termino interfaz se refiere a un elemento que se usa para interconectar diversos dispositivos y un puerto. Existen así entradas de sensores, interruptores y teclados, y salidas para indicadores y actuadores. La interfaz cuenta con un acondicionamiento de señal y protección; esta última previene daños en el sistema del microprocesador. Los microprocesadores requieren entradas de tipo digital; por ello, cuando un sensor produce una salida analógica, es necesario una conversión de señal analógica a digital. Sin embargo, muchos transductores solo producen señales muy pequeñas, a veces de unos cuantos milivoltios. Este tipo de señales es insuficiente para convertirla de analógica a digital en forma directa, por lo que se debe amplificar en un primer paso. En las señales digitales también es necesario acondicionar la señal para mejorar su calidad.

Hay que considerar también la salida del microprocesador, quizás puede operar un actuador. Aquí también es necesaria una interfaz adecuada. Si el actuador requiere una señal analógica, la salida digital del microprocesador deberá convertirse en señal analógica. Podría también presentarse la necesidad de una protección para impedir que las señales que acaban de salir vuelvan a entrar al mismo puerto de salida, lo que dañaría al microprocesador.

A continuación se hará una descripción de las operaciones de acondicionamiento más importantes en los sistemas de medición de vibraciones, como son la amplificación, el filtrado y la conversión analógica- digital. Es obvio que cada sistema de adquisición de datos es particular de cada sistema y por tanto son diferentes unos de otros, por lo que se hará una descripción de cuál es el objetivo que se persigue con cada operación.

2.2.3.1 Amplificación

El amplificador es uno de los sistemas más importantes de un sistema de instrumentación. Se utiliza en casi todos los sistemas para aumentar las señales de bajo nivel de un transductor a un nivel suficiente para que puedan ser registradas con un instrumento de medida. Los amplificadores de instrumentación son necesarios en ciertos

casos para poder conseguir un acoplamiento de impedancias entre diferentes etapas de una cadena de medida. Cuando la señal de interés está mezclada con otra denominada de modo común, se requieren amplificadores especiales para que las señales diferenciales puedan ser amplificadas a un nivel aceptable, al mismo tiempo que se atenúan las señales de modo común. En ciertas aplicaciones, debe evitarse una conexión directa entre la fuente de la señal y el resto del sistema de instrumentación, utilizando un tipo no convencional de amplificadores de aislamiento. Las características requeridas por un amplificador de instrumentación dependen, como ya se ha dicho, del diseño del sistema y de su aplicación específica.

En los siguientes apartados se indican que tipo de circuitos se utilizan con los amplificadores operacionales como acondicionadores de señal.

2.2.3.1.1 Amplificador inversor

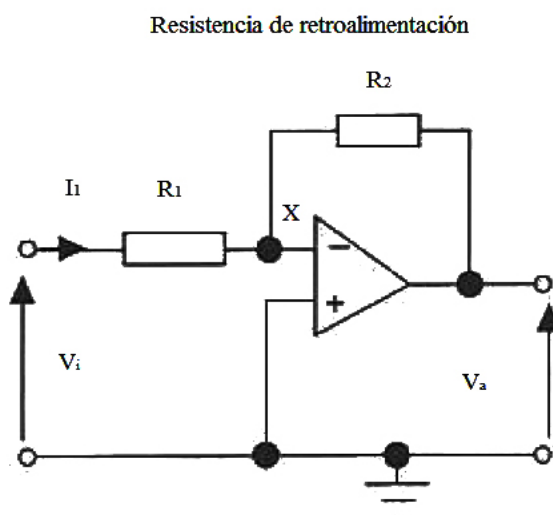


Figura 58: Amplificador inversor

En la figura 58 se muestran las conexiones de un amplificador cuando se usa como amplificador inversor. La entrada se lleva a la entrada inversora a través de la resistencia R_1 , en tanto que la entrada no inversora se conecta a tierra. Se establece una trayectoria de retroalimentación que inicia en la salida, pasa por la resistencia R_2 y llega a la entrada inversora. El amplificador operacional tiene una ganancia de voltaje de 1×10^5 V y el cambio de voltaje de salida en general se limita casi a ± 10 V. El voltaje de entrada deberá estar entonces entre $+0.0001$ V y -0.0001 V, lo cual de hecho es cero; por ello el punto X es prácticamente un potencial de tierra y se le conoce como tierra virtual. La diferencia de potencial a través de R_1 es $(V_i - V_X)$. Por lo tanto, un amplificador operacional ideal con

ganancia infinita y, por lo tanto, $V_x=0$, el voltaje de entrada V_i puede considerarse a través de R_1 . Entonces:

$$V_i = I_1 R_1 \quad (2.71)$$

La impedancia entre las terminales de entrada del amplificador operacional es muy alta. En un amplificador operacional ideal, la impedancia de entrada es infinita, y por eso no fluye corriente por X . Por lo tanto, la corriente I_1 que fluye por R_1 debe ser la misma que fluye por R_2 . La diferencia de potencial en R_2 es de $(V_x - V_0)$, entonces dado que V_x es cero en un amplificador operacional ideal, la diferencia de potencial en R_2 es $-V_0$. Por lo tanto:

$$-V_0 = I_1 R_2 \quad (2.72)$$

Dividiendo las ecuaciones (2.72) entre (2.71) se obtiene la ganancia en voltaje del circuito:

$$\frac{V_0}{V_i} = -\frac{R_2}{R_1} \quad (2.73)$$

Por lo tanto, la ganancia en voltaje del circuito solo dependerá exclusivamente de los valores relativos entre R_2 y R_1 . El signo negativo indica que la salida está invertida, es decir, con un desfase de 180° en relación con la entrada.

2.2.3.1.2 Amplificador no inversor

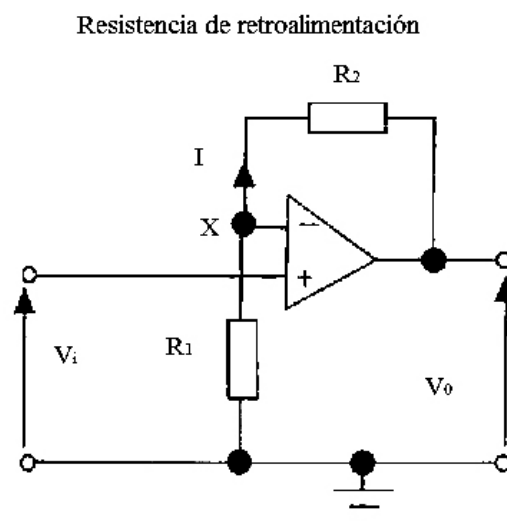


Figura 59: Amplificador no inversor

La figura 59 muestra el amplificador operacional conectado como amplificador no inversor. La salida se puede considerar como tomada de un circuito divisor de voltaje formado por una resistencia R_1 conectada en serie con R_2 . El voltaje V_x es, por lo tanto, la fracción $R_1/(R_1+R_2)$ del voltaje de salida.

$$V_x = \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_0 \quad (2.74)$$

Dado que casi no hay corriente entre las dos entradas del amplificador operacional, prácticamente tampoco hay diferencia de potencial entre dichas entradas. Dado que en el caso de un amplificador operacional ideal, $V_x=V_i$, se cumple que la ganancia en voltaje del circuito es:

$$\frac{V_0}{V_i} = \frac{R_1 + R_2}{R_1} = 1 + \frac{R_2}{R_1} \quad (2.75)$$

Un caso especial de este amplificador es cuando la malla de retroalimentación está en cortocircuito, es decir, $R_2=0$. En este caso la ganancia en voltaje es 1. La entrada al circuito se realiza mediante una resistencia de valor grande, en general de $2M\Omega$. La resistencia de salida, es decir, la resistencia entre la terminal de salida y la línea de tierra es mucho menor. De esta manera, la resistencia del circuito siguiente es mas o menos pequeña y es menos probable que produzca una carga para este circuito. A este tipo de amplificador se le conoce como seguidor de voltaje.

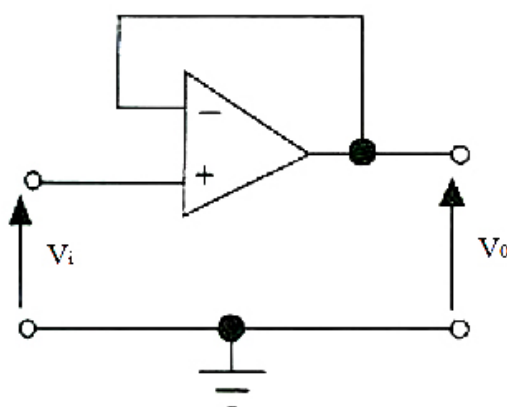


Figura 60: Seguidor de voltaje

2.2.3.1.3 Amplificador sumador

En la figura 61 se muestra el circuito de un amplificador sumador. Al igual que el amplificador inversor, X es una tierra virtual. Por lo tanto, la suma de las corrientes que entran a X debe ser igual a la suma de corrientes que salen, por consiguiente:

$$I = I_A + I_B + I_C \quad (2.76)$$

Sin embargo, $I_A = V_A/R_A$, $I_B = V_B/R_B$ e $I_C = V_C/R_C$. Además, esta misma corriente I pasa por la resistencia de retroalimentación. La diferencia de potencial en R_2 es $(V_X - V_0)$. Por lo tanto, dado que V_X puede valer cero, dicha diferencia es $-V_0$ y por eso $I = -V_0/R_2$.

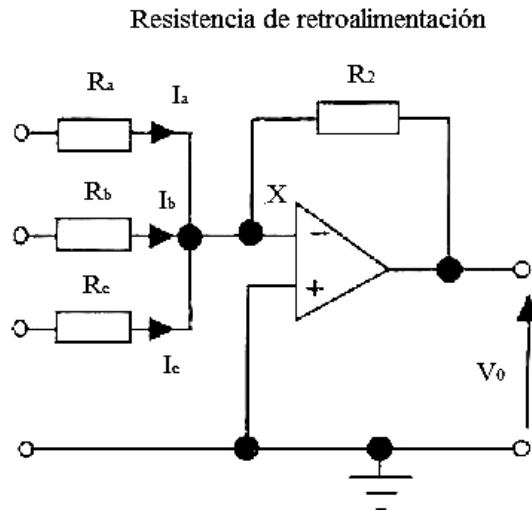


Figura 61: Amplificador sumador

Entonces:

$$-\frac{V_0}{R_2} = \frac{V_A}{R_A} + \frac{V_B}{R_B} + \frac{V_C}{R_C} \quad (2.77)$$

De esta manera, la salida es la suma de las partes proporcionales de las entradas, es decir:

$$V_0 = -\left(\frac{R_2}{R_A} V_A + \frac{R_2}{R_B} V_B + \frac{R_2}{R_C} V_C \right) \quad (2.78)$$

Si $R_A = R_B = R_C$ entonces:

$$V_0 = -\frac{R_1}{R_2} (V_A + V_B + V_C) \quad (2.79)$$

2.2.3.1.4 Amplificador integrado

Considérese el circuito de un amplificador operacional inversor en el que la retroalimentación la realiza el capacitor, como muestra la figura 62. La corriente es la rapidez con que se mueve una carga q , y dado que para un capacitor la carga es $q = C_v$,

donde v es el voltaje, entonces la corriente a través del capacitor es $i=dq/dt=Cdv/dt$. La diferencia de potencial en C es de (v_x-v_0) , y dado que v_x en realidad es cero, y que es la tierra virtual, es igual a $-v_0$. De esta forma, la corriente que pasa por el capacitor es igual a $-C dv_0/dt$. Pero ésta también es la corriente que pasa por la resistencia de entrada R . Por lo tanto:

$$\begin{aligned}\frac{v_i}{R} &= -C \frac{dv_0}{dt} \\ dv_0 &= -\left(\frac{1}{RC}\right)v_i dt\end{aligned}\quad (2.80)$$

Integrando ambos lados de la ecuación:

$$v_0(t_2) - v_0(t_1) = -\frac{1}{RC} \int_{t_1}^{t_2} v_i dt \quad (2.81)$$

Donde:

$v_0(t_2)$ voltaje de salida en el momento t_2

$v_0(t_1)$ voltaje de salida en el momento t_1

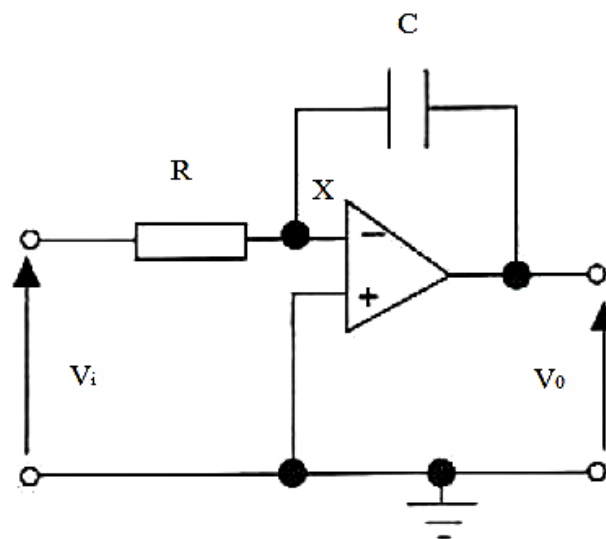


Figura 62: Amplificador integrador

La salida es proporcional a la integral del voltaje de entrada, es decir, el área debajo de la grafica del voltaje de entrada en función del tiempo.

2.2.3.1.5 Amplificador diferencial

El amplificador diferencial amplifica la diferencia entre dos voltajes de entrada. En la figura 63 se muestra el circuito correspondiente. Dado que por la elevada resistencia del amplificador operacional no circula corriente entre las dos terminales de entrada, no hay caída de voltaje y, por lo tanto, las dos entradas X están al mismo potencial. El voltaje V_2 está en las resistencias en serie R_1 y R_2 . El potencial V_X en X es:

$$\frac{V_X}{V_2} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \quad (2.82)$$

La corriente que pasa por la resistencia de retroalimentación debe ser igual a la de V_1 y que pasa por R_1 . Por lo tanto:

$$\begin{aligned} \frac{V_1 - V_X}{R_1} &= \frac{V_X - V_0}{R_2} \\ \frac{V_0}{R_2} &= V_X \left(\frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_1} \right) - \frac{V_1}{R_1} \end{aligned} \quad (2.83)$$

Sustituyendo V_X con base a la ecuación anterior:

$$V_0 = \frac{R_2}{R_1} (V_2 - V_1) \quad (2.84)$$

Es decir, la salida es una medida de la diferencia entre los dos voltajes de entrada.

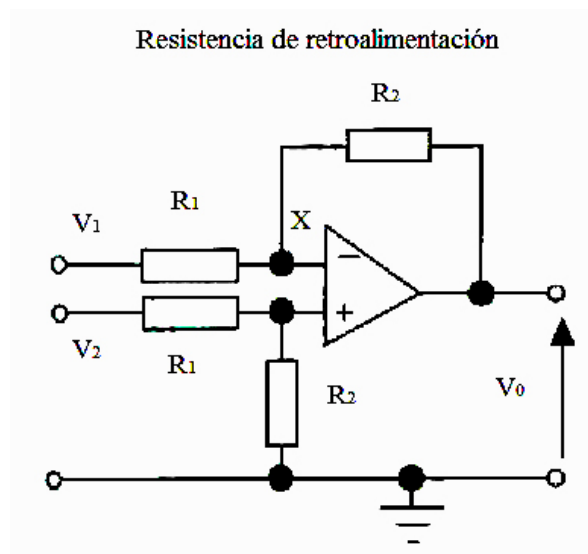


Figura 63: Amplificador diferencial

2.2.3.1.6 Amplificador logarítmico

La salida de algunos sensores no es lineal. Por ejemplo, la salida de un termopar no es una función perfectamente lineal de la diferencia de temperaturas entre sus uniones. Entonces es necesario utilizar un acondicionador de señal para linealizar la salida de estos sensores. Para ello se utiliza un circuito de amplificador operacional diseñado para que la relación entre su entrada y su salida no sea lineal, de manera que cuando su entrada sea a lineal, la salida sea lineal. Con este fin se utilizan las componentes adecuadas en la malla de retroalimentación.

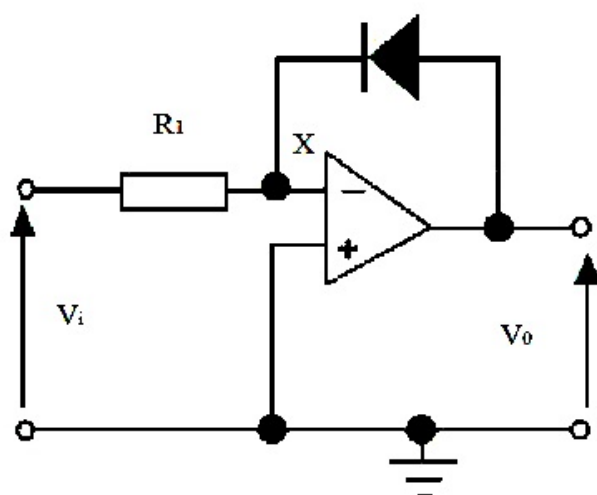


Figura 64: Amplificador logarítmico

El amplificador logarítmico de la figura 64 es un ejemplo de este acondicionador de señal. En la malla de retroalimentación hay un diodo, cuyas características son no lineales. Su comportamiento podría representarse como $V=C\ln I$, donde C es una constante. Y, puesto que la corriente de la malla de retroalimentación es idéntica a la corriente de la resistencia de entrada y la diferencia de potencial en el diodo es $-V_0$ tenemos que:

$$V_0 = -C \ln(V_i / R) = K \ln V_i \quad (2.85)$$

Donde:

K es una constante

Ahora bien, si la entrada V_i la proporciona un sensor con entrada t , en la que $V_i=Ae^{at}$, siendo A y a constantes, entonces:

$$V_0 = K \ln V_i = K \ln(Ae^{at}) = K \ln A + Kat \quad (2.86)$$

El resultado obtenido es una relación lineal entre V_0 y t .

2.2.3.1.7 Errores de los amplificadores

Los amplificadores operacionales en la práctica no corresponden al elemento ideal descrito con anterioridad. Un problema en especial importante es el voltaje de desvío.

Estos amplificadores son amplificadores de elevada ganancia que también amplifican la diferencia entre sus dos entradas. Por lo tanto, si estas se ponen en cortocircuito es de esperar que no haya salida. Sin embargo, en la práctica esto no sucede así y es posible detectar la presencia de un voltaje de salida elevado. Este defecto se produce por desequilibrios de los circuitos internos de los amplificadores operacionales. Para reducir a cero el voltaje de salida se aplica un voltaje adecuado entre las terminales de entrada, al cual se le conoce como voltaje de desvío.

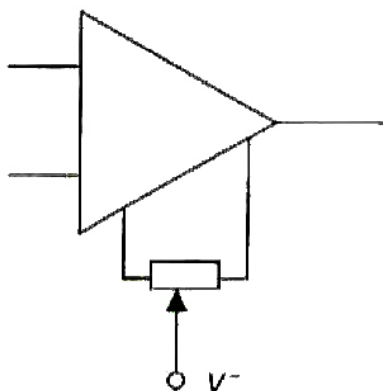


Figura 65: Corrección voltaje de desvío

2.2.3.2 Filtrado

El término filtrado se refiere al proceso de eliminación de cierta banda de frecuencias de una señal y permite que otras se transmitan. En los sistemas de instrumentación, no es frecuente que el transductor empleado mida la magnitud física de una forma clara, de tal modo que presente la información “limpia” sin necesidad de ningún filtrado y manipulación. Generalmente la señal suele llevar incorporado un nivel de ruido, que representa una señal no deseada, que aparece en los diferentes componentes de un sistema de instrumentación y que debe reducirse por medio de filtros con objeto de que la relación señal/ruido sea lo máximo posible. El ruido se representa bajo dos formas, una es de naturaleza aleatoria y es generada por el propio equipo electrónico: conductores y elementos activos tales como transistores, diodos, etc... El otro tipo de ruido proviene de circuitos exteriores, tales como las maquinas eléctricas rotativas, líneas eléctricas cercanas que provocan inducciones que recogen los cables de transmisión del sistema de

instrumentación. El primer ruido se denomina ruido eléctrico aleatorio y el segundo interferencia eléctrica.

Generalmente la señal de los transductores es filtrada para eliminar el ruido al máximo y posteriormente se amplifica para de esta forma se logre un nivel de señal muy superior al ruido.

El rango de frecuencias que pasa un filtro se conoce como banda de paso, y el que no pasa como banda de supresión; la frontera entre lo que se suprime y lo que se pasa se conoce como frecuencia de corte. Los filtros se clasifican de acuerdo con los rangos de frecuencia que trasmiten o rechazan.

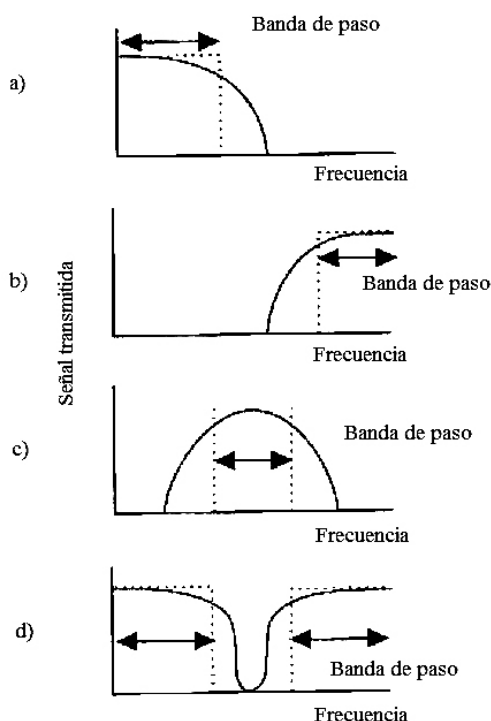


Figura 66: Características de los filtros: a) pasa bajas, b) pasa altas, c) pasa bandas, d) supresor de banda

Un filtro pasa bajas tiene una pasa bandas que acepta la transmisión de todas las frecuencias desde 0, hasta cierto valor. El filtro pasa altas tiene una pasa banda que permite la transmisión de todas las frecuencias a partir de un determinado valor hasta el infinito. El filtro pasa bandas permite la transmisión de todas las frecuencias que están dentro de una banda específica. El filtro supresor de banda rechaza e impide la transmisión de todas las frecuencias de cierta banda. En todos los casos, la frecuencia de corte se define como aquella para la cual el voltaje de salida es 70.7% del de la pasa banda. El término atenuación se aplica a la relación entre las potencias de entrada y de salida, expresada como la relación del logaritmo de la relación, por lo que la atenuación se

expresa en unidades de decibelios. El voltaje de salida correspondiente al 70.7% del de la banda pasa bajas corresponde, por lo tanto, a una atenuación de 3 dB.

El término pasivo describe un filtro en el cual solo hay resistencias, capacitores e inductores. El término activo se refiere a un filtro en el que también hay un amplificador operacional. Los filtros pasivos tienen la desventaja de que la corriente que absorbe el siguiente elemento puede modificar la característica de frecuencia del filtro.

Es muy común que los filtros pasa bajas se utilicen en parte del acondicionamiento de señales, debido a que la mayor parte de la información útil que se transmite es de baja frecuencia. Dado que el ruido tiende a producirse a frecuencias mayores, el filtro pasa bajas puede ser útil para bloquearlo. De esta manera, el filtro pasa bajas se elige con una frecuencia de corte de 40Hz para bloquear las señales de interferencia de la línea eléctrica de alimentación y el ruido en general.

2.2.3.3 Conversión analógica-digital

La salida que se produce en la mayoría de los transductores en general es de tipo analógico. Cuando un microprocesador forma parte del sistema de medición, es necesario convertir la salida analógica del sensor a una forma digital antes de alimentarla al microprocesador.

El sistema binario se basa solo en dos símbolos o estados: 0 y 1. A estos se les conoce como dígitos binarios o bits. Cuando un número se representa con este sistema, la posición del dígito en el número indica el peso asignado a cada uno de los dígitos, aumentando dicho peso en un factor de 2 conforme se avanza de derecha a izquierda. En un número binario al bit 0 se le denomina bit menos significativo (LSB de less significant bit) y al bit mayor como bit más significativo (MSB de more significant bit). La combinación de bits que representa un número se le denomina palabra.

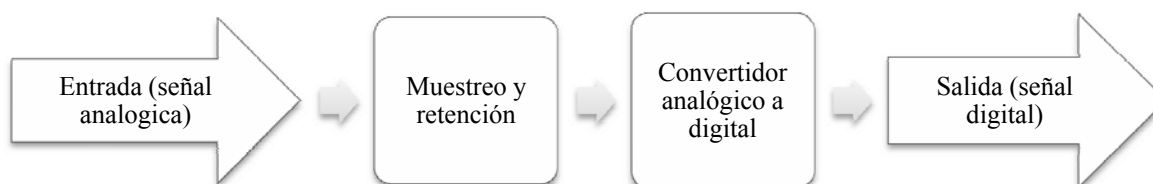


Figura 67: Elementos básicos de la conversión analógica-digital

La conversión de señales analógicas a digitales implica la conversión de las primeras a palabras binarias. El procedimiento utilizado es un temporizador que

proporciona al convertidor analógico a digital (CAD) impulsos de señal de duración regular y cada vez que éste recibe un impulso, muestrea la señal analógica.

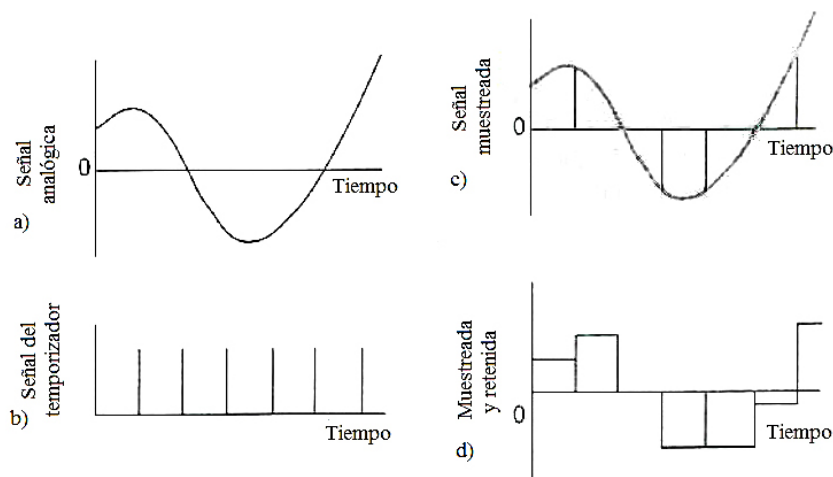


Figura 68: Conversión analógica a digital: a) analógica, b) del reloj, c) muestreada, d) muestreada y retenida

La figura anterior ilustra esta conversión analógica a digital y los diversos tipos de señales de cada una de las etapas. En la primera etapa se muestra la señal analógica y en la segunda la señal del reloj que proporcionan las señales de tiempo en las que se realiza el muestreo. El resultado del muestreo es una serie de impulsos angostos (figura 68c). A continuación se utiliza una unidad de muestreo u retención para retener cada uno de los valores muestreados hasta que se produzca el siguiente impulso, siendo el resultado final el que aparece en la figura 68d. La unidad de muestreo y retención es necesaria porque el convertidor analógico a digital requiere una cantidad finita de tiempo, conocido como tiempo de conversión, para convertir la señal analógica en una señal digital.

La relación entre la entrada muestreada y retenida y la salida de un convertidor analógico a digital se ilustra en la grafica de la figura 69 para una salida de tres bits.

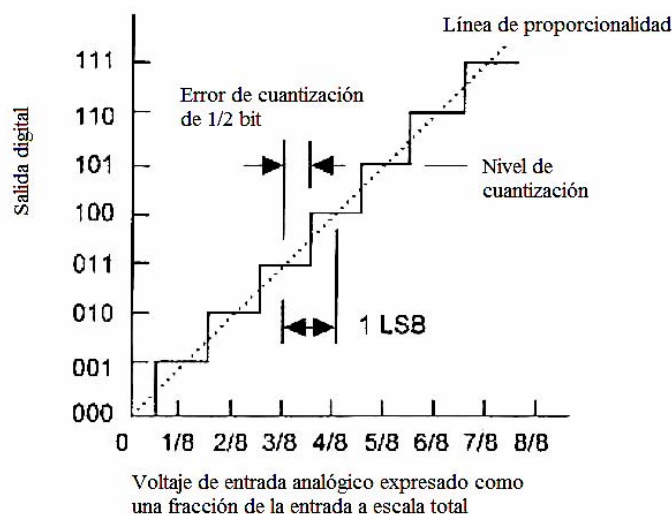


Figura 69: Entrada-salida de un CDA

Cuando hay tres bits, existen $2^3=8$ posibles niveles de salida. Por lo tanto, dado que la salida del CAD para representar la entrada analógica solo puede ser uno de estos ocho posibles niveles, existe un rango de entradas en las cuales la salida no cambia. Estos ocho posibles niveles de salida se conocen como niveles de cuantización y la diferencia en el voltaje analógico entre dos niveles adyacentes se denomina intervalo de cuantización. Por lo tanto, en el CAD de la figura anterior el intervalo de cuantización es de 1V. Dada la naturaleza tipo escalón de la relación, la salida digital no siempre es proporcional a la entrada analógica, por lo que siempre habrá un error al que se denomina error de cuantización. Cuando la entrada está centrada en torno al intervalo, el error de cuantización es cero; el error máximo es igual a la mitad del intervalo o $\pm 1/2$ bit.

La longitud posible de la palabra determina la resolución del elemento, es decir, el mínimo cambio en la entrada que produce un cambio en la salida digital. El mínimo cambio en la salida digital es de un bit en la posición del menos significativo de la palabra. Por consiguiente, en una palabra con una longitud de n bits, la entrada analógica a escala total, V_{FS} , está dividida en 2^n piezas, por lo que el mínimo cambio detectable en la entrada, es decir, la resolución, es $V_{FS}/2^n$.

De esta manera, en un convertidor analógico a digital que tiene una palabra de 10 bits y el rango de entrada de su señal analógica es de 10 V, el número de niveles que tiene una palabra de 10 bits es de $2^{10}=1024$, y por ello la resolución es de $10/1024=9.8\text{mV}$.

Existen diversos tipos de convertidores analógico-digitales; los más comunes son los de aproximaciones sucesivas, rampa, doble rampa y instantáneos.

2.2.3.3.1 Convertidor de aproximaciones sucesivas

El voltaje se genera mediante un temporizador, el cual emite una secuencia regular de impulsos que se cuentan en forma binaria y la palabra binaria resultante se convierte a un voltaje analógico utilizando un convertidor digital a analógico. Este voltaje aumenta en escalones y se compara con el voltaje de entrada analógico del transductor. Cuando el voltaje generado por el temporizador sobrepasa el voltaje analógico a la entrada, los impulsos del temporizador se detienen mediante el cierre de una compuerta. La salida que en ese momento produce el contador es una representación analógica del voltaje analógico. Si la comparación se puede realizar iniciando el conteo en 1, el bit menos significativo, y luego continuar bit tras bit en forma ascendente, el método más rápido es el de las aproximaciones sucesivas. En este caso se elige el bit más significativo que sea inferior al valor analógico y después se añaden bits cuyo valor disminuye en forma gradual de manera sucesiva y no excedan el valor analógico. Dado que cada uno de los bits de la palabra se prueba en secuencia, en una palabra de n-bit solo se requieren n pasos para hacer la comparación. Por lo tanto, si la frecuencia del reloj es f , el tiempo entre impulsos es $1/f$. De esta manera, el tiempo necesario para generar la palabra, es decir, el tiempo de conversión, es n/f .

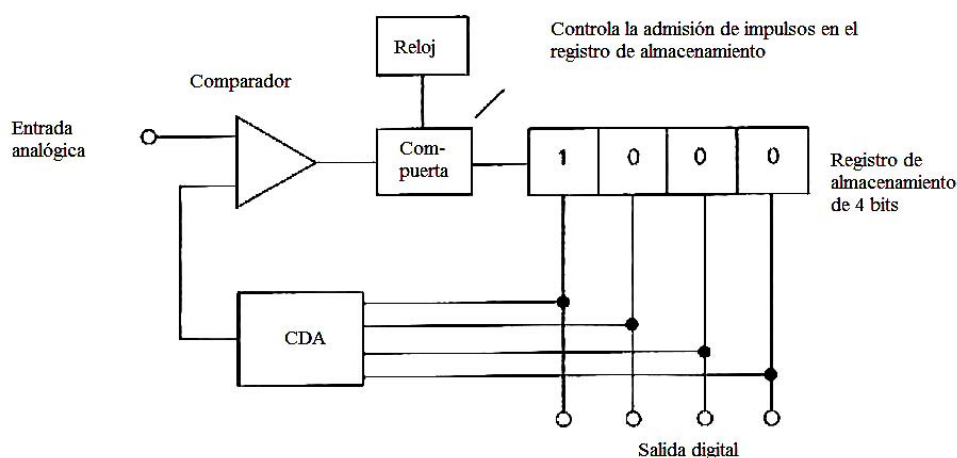


Figura 70: CAD de aproximaciones sucesivas

2.2.3.3.2 Convertidor en rampa

En la modalidad rampa se utiliza un voltaje analógico que se aumenta a razón constante, lo que se conoce como voltaje rampa, y se aplica a un comparador, en donde se le compara con el voltaje analógico del sensor. El tiempo que el voltaje rampa tarda en tener el valor del voltaje del sensor dependerá de la magnitud del voltaje analógico muestreado. Una vez que inicia el voltaje rampa, se abre una compuerta para activar un contador binario que cuenta los impulsos regulares del temporizador. Cuando ambos

voltajes son iguales, la compuerta se cierra y la palabra que indica el contador es la representación digital del voltaje analógico muestreado.

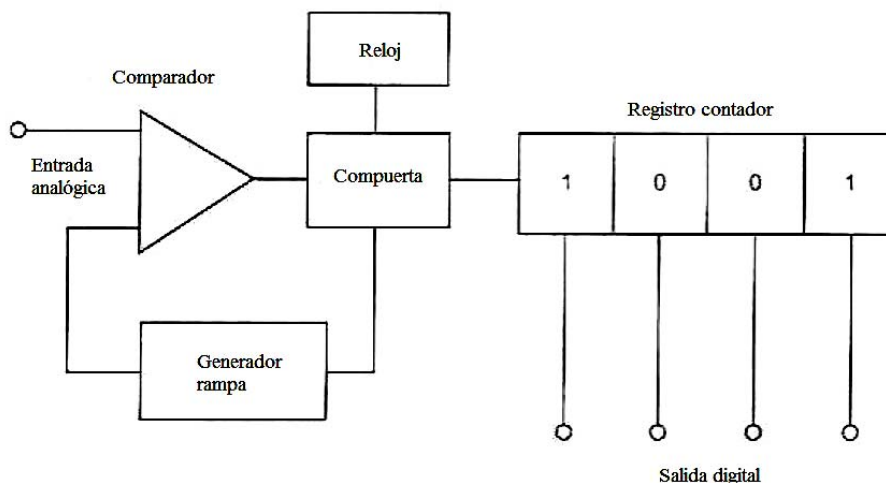


Figura 71: CDA en rampa

2.2.3.3.3 Convertidor de rampa doble

El convertidor de rampa doble es más común que el de una sola rampa; la figura 72 muestra el circuito básico correspondiente. El voltaje analógico se aplica al integrador que activa el comparador. La salida del comparador aumenta en cuanto la salida del integrador rebasa unos cuantos milivoltios. Cuando la salida del comparador es alta, una compuerta AND pasa impulsos a un contador binario. Este cuenta los impulsos hasta que se produce un desbordamiento. El contador vuelve al valor cero y envía una señal a un interruptor que desconecta el voltaje desconocido, conecta el voltaje de referencia e inicia de nuevo el conteo. La polaridad del voltaje de referencia es opuesta a la del voltaje de entrada. El voltaje del integrador empieza entonces a disminuir en forma proporcional al voltaje de referencia. Cuando la salida del integrador es de cero, el comparador produce un valor muy bajo, con lo cual la compuerta AND también tiene un valor bajo y, al final, el temporizador se desactiva. El conteo es, pues, una medida del voltaje de entrada analógico.

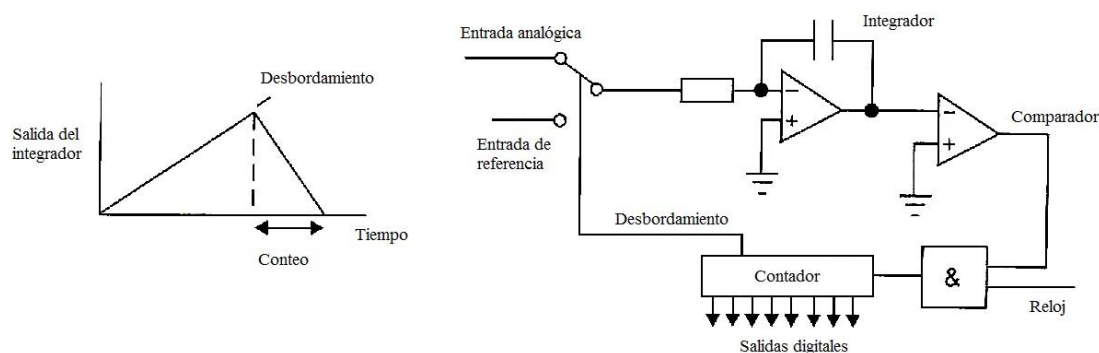


Figura 72: CAD de rampa doble

Los convertidores analógico a digital de rampa doble tienen un excelente rechazo del ruido debido a que la acción integral promedia las contribuciones aleatorias negativas y positivas a lo largo del periodo de muestreo. Sin embargo, estos convertidores son muy lentos.

2.2.3.3.4 Convertidor instantáneo

El convertidor analógico a digital instantáneo es muy rápido. En un convertidor de n bits, se utilizan en paralelo $2^n - 1$ comparadores de voltaje, y en cada uno de ellos el voltaje de entrada analógico es una entrada. Un voltaje de referencia se aplica a una escalera de resistencias de manera que el voltaje aplicado como entrada en cada uno de los comparadores tenga una magnitud mayor en un bit en relación con el voltaje aplicado al comparador anterior de la escalera. Por lo tanto, cuando al CAD se aplica el voltaje a analógico, todos los comparadores con voltaje analógico mayor que el voltaje de referencia de un comparador producirán una salida alta, y en los que el voltaje es menor producirán una salida baja. Las salidas obtenidas se alimentan en paralelo a un sistema de compuerta lógico que las traduce y convierte en una palabra digital.

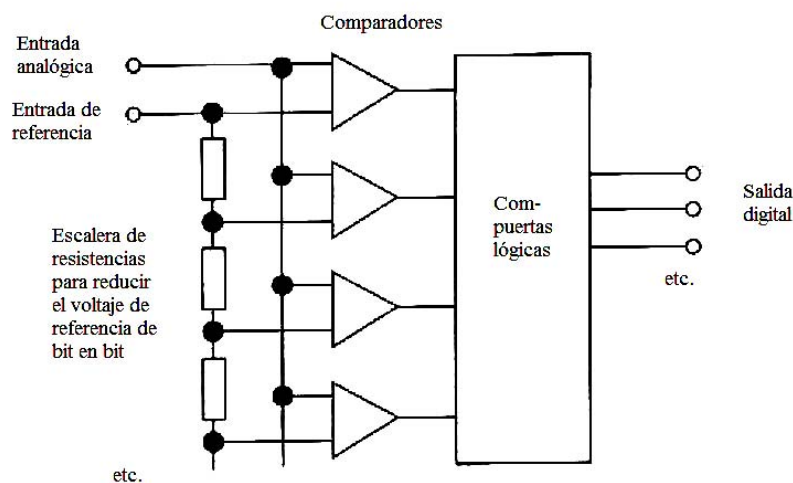


Figura 73: CAD instantáneo

2.2.3.3.5 Muestreo

El muestreo es la etapa más crítica de un sistema de medición o adquisición de datos, de su velocidad de muestreo depende que la señal proporcionada por el transductor este totalmente reproducida y no se pierda información.

Para conservar toda la información contenida en una señal analógica variable con el tiempo, al convertirla a forma digital debemos asegurarnos de tomar con suficiente frecuencia las muestras analógicas que serán convertidas a forma digital. Una elevada velocidad de muestreo asegurara que se conserve toda la información y, en caso extremo, podríamos considerar como señal muestreada a la misma señal analógica con un periodo de muestreo infinitamente pequeño. Sin embargo conviene utilizar, si es posible, una velocidad menor de muestreo; en especial por la capacidad que esto proporciona para multiplexar diversas señales para compartir el tiempo en un solo canal cuando es necesario transmitir más datos. Desafortunadamente, al reducir la velocidad de toma de muestras, hay un punto en el cual se deteriora la capacidad de interpolación correcta de muestras, lo cual se relaciona directamente con el contenido de alta frecuencia de la forma de onda. Si la velocidad de muestreo es demasiada baja, la señal construida carece de los componentes de alta frecuencia, y se produce una señal falsa a velocidades muy bajas.

El muestreo de señales consiste en la construcción de secuencias a partir de señales continuas, tomando como valores de las secuencias a los correspondientes a las señales en consecutivos instantes de tiempo. El caso más interesante de muestreo es el periódico, que se caracteriza porque los instantes de toma de muestras están regularmente espaciados en el tiempo. Lógicamente este muestreo estará caracterizado por el intervalo de tiempo entre dos muestras sucesivas T , que se denominara como “periodo de muestreo”, llamándose su inverso, muestras por unidad de tiempo, “frecuencia de muestreo”.

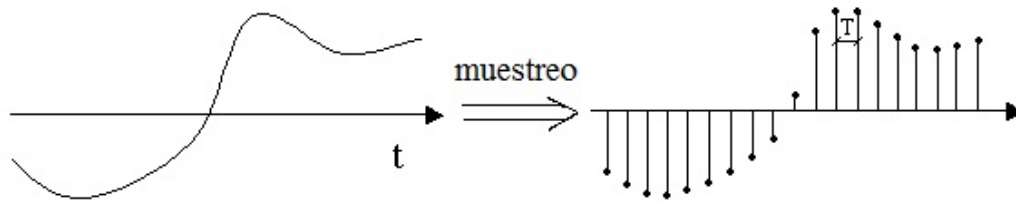


Figura 74: Muestreo periódico

2.2.3.3.5.1 Estudio frecuencial del muestreo

Supongamos que se somete al proceso de muestreo una señal continua $x(t)$ con transformada de Fourier $X(\omega)$. Entonces sus relaciones señal-transformada serán:

$$X(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} x(t) e^{-j\omega t} dt \quad (2.87)$$

$$X(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} x(t) e^{-j\omega t} dt \quad (2.88)$$

La relación existente entre la secuencia procedente del muestreo de esta señal y la misma será:

$$x_k = x(kT) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} X(\omega) e^{j\omega kT} d\omega \quad (2.89)$$

Si la secuencia $\{x_k\}$ tiene así mismo transformada de Fourier $H(\omega)$, entonces estará relacionada con su transformada por medio de:

$$x_k = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} H(\omega) e^{j\omega kT} d\omega \quad (2.90)$$

El problema es estudiar si existe alguna relación entre estas dos transformadas, la de la señal continua $X(\omega)$ y la de la secuencia $H(\omega)$. Para analizar la relación existente entre estas dos transformadas, se considerará el cambio de integración de la expresión (2.89) subdividido en intervalos de longitud $2\pi/T$, como se indica en la figura 75:

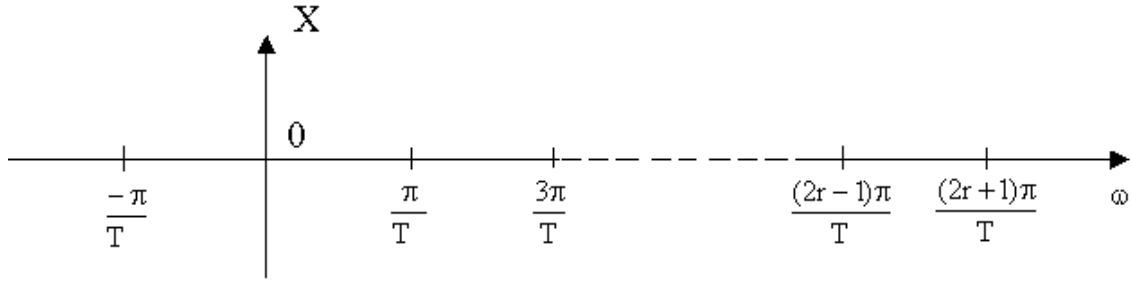


Figura 75: Cambio de integración subdividido a intervalos $2\pi/T$

Entonces la integral (2.89) se puede descomponer en una suma de integrales de la forma:

$$x_k = \frac{1}{2\pi} \sum_{-\infty}^{\infty} \int_{\frac{(2r-1)\pi}{T}}^{\frac{(2r+1)\pi}{T}} X(\omega) e^{j\omega kT} d\omega \quad (2.91)$$

Si en cada una de estas integrales se realiza el siguiente cambio:

$$\omega = \frac{\Omega + 2\pi r}{T} \quad (2.92)$$

Entonces la expresión (2.91) queda de la forma:

$$x_k = \frac{1}{2\pi} \sum_{-\infty}^{\infty} \frac{1}{T} \int_{-\pi}^{\pi} x\left(\frac{\Omega + 2\pi r}{T}\right) e^{j\frac{\Omega + 2\pi r}{T} kT} d\Omega \quad (2.93)$$

Y como:

$$e^{j2\pi rk} = 1 \quad (2.94)$$

Entonces:

$$x_k = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \frac{1}{T} \sum_{r=-\infty}^{\infty} x\left(\frac{\Omega + 2\pi r}{T}\right) e^{j\Omega k} d\Omega \quad (2.95)$$

Comparando ahora (2.95) con (2.90) y teniendo en cuenta que la transformada de Fourier es única, se concluye que:

$$H(\Omega) = \frac{1}{T} \sum_{r=-\infty}^{\infty} x\left(\frac{\Omega + 2\pi r}{T}\right) \quad (2.96)$$

Por lo tanto si la señal continua tiene transformada de Fourier, cuya curva de módulos se representa en la figura 76:

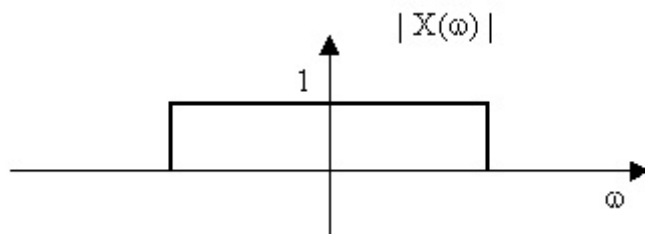


Figura 76: Curva de módulos de la transformada de Fourier de una señal

Entonces la curva de módulos de la transformada de la secuencia obtenida por muestreo, será periódica de periodo 2π , como se indica en la figura 77:

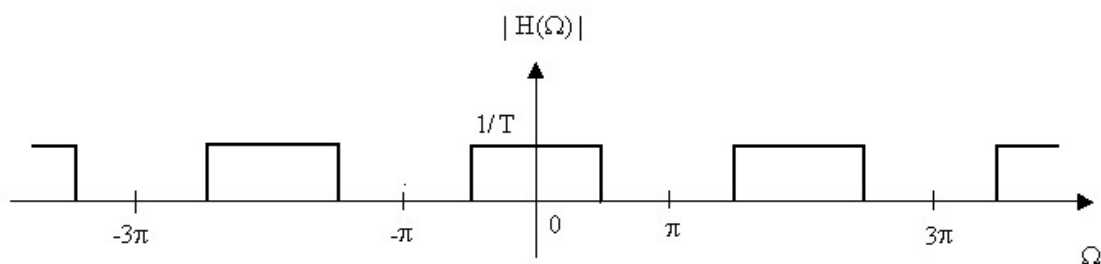


Figura 77: Curva de módulos de la transformada de la secuencia obtenida por muestreo

La relación de escalas entre estas dos transformadas es $\omega = \Omega/T$. Si expresamos la transformada de la señal transformada en función de ω , se obtiene una función periódica, de periodo $2\pi/T$ tal como se indica en la figura 78.

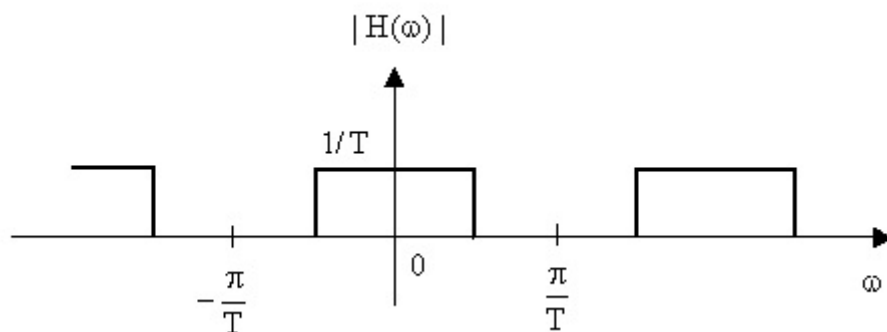


Figura 78: Transformada de la señal en función de ω

2.2.3.3.5.2 Teorema del muestreo

Para que el proceso de muestreo no suponga ninguna pérdida de información, es necesario que la secuencia obtenida como consecuencia del mismo, sea suficiente para reconstruir de nuevo la señal continua. Las condiciones que se deben cumplir en el proceso de muestreo para que se pueda reconstruir, se fija en el teorema del muestreo o de Nyquist.

Supóngase una señal continua $x(t)$ con transformada de Fourier $X(\omega)$ que sea nula a partir de una determinada frecuencia ω_0 .

$$X(\omega) = 0 \quad \text{para} \quad |\omega| > \omega_0 \quad (2.97)$$

Las señales bajo esta condición se denominan de “banda limitada”. Si una señal de este tipo se muestrea con periodo que verifique:

$$\frac{2\pi}{T} > \omega_0 \quad (2.98)$$

Es decir:

$$T < \frac{\pi}{\omega_0} \quad (2.99)$$

La transformada de Fourier de la secuencia será de la forma indicada en la figura 79:

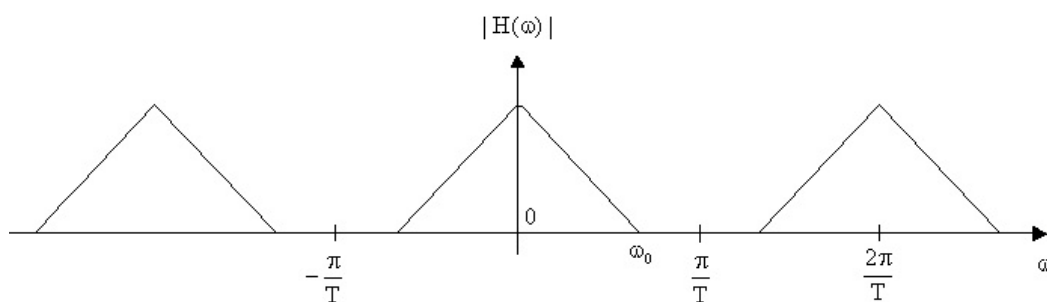


Figura 79: Transformada de Fourier de la secuencia

Como se puede observar en la figura anterior, la función periódica $H(\omega)$, transformada de $\{x_k\}$, tendrá como función básica $X(\omega)$, con lo cual a partir de $H(\omega)$ es inmediato conocer $X(\omega)$ y por tanto su transformada inversa $x(t)$.

Si por el contrario, el periodo de muestreo es superior a este valor, $T > \pi/\omega_0$, la transformada de la secuencia será de la forma indicada en la siguiente figura, donde se

puede apreciar que el periodo básico de la función $H(\omega)$ no coincide con $X(\omega)$, y por tanto el conocimiento de la transformada de la secuencia no permite obtener la transformada de la señal continua.

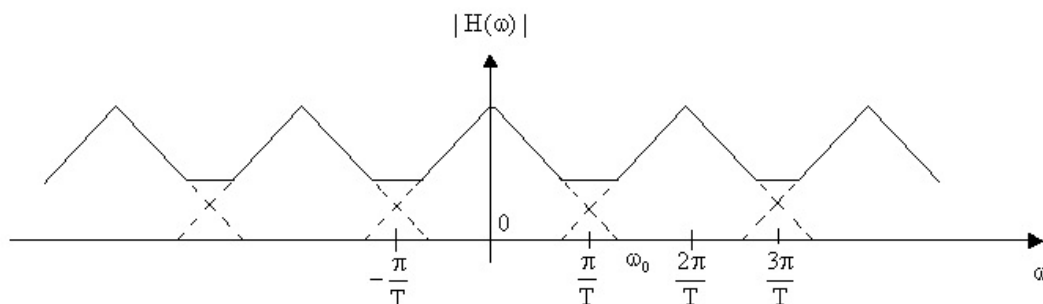


Figura 80: Transformada de Fourier de la secuencia cuando el periodo de muestreo es $T > \pi/\omega_0$

Este mismo problema se encuentra cuando la transformada de la señal continua $X(\omega)$ no se anula a partir de un cierto valor de la frecuencia. En este caso el periodo básico de la transformada de la secuencia estará compuesto por la suma infinita de la función $X(\omega)$ desplazada, y por tanto no coincidirá con ella misma.

El limite al cual puede reducirse la velocidad de toma de muestras sin perder precisión está definido por el teorema del muestreo de Nyquist que se expresa así: Para construir una señal continua con componente de frecuencia hasta f_b Hz, la velocidad de muestreo con intervalos de tiempo constantes debe exceder una frecuencia de $2 f_b$ muestras por segundo.

Este teorema se puede demostrar partiendo de que si $X(\omega)$ es la transformada de una señal continua $x(t)$, entonces:

$$X(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} x(t) e^{-j\omega t} dt \quad (2.100)$$

Y también:

$$x(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} X(\omega) e^{j\omega t} d\omega \quad (2.101)$$

Teniendo en cuenta que por hipótesis $X(\omega)=0$ para $|\omega|>\omega_0$

$$x(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\omega_0}^{\omega_0} X(\omega) e^{j\omega t} d\omega \quad (2.102)$$



Y en particular para los instantes donde $t=nT$

$$x_n = x(nT) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\omega_0}^{\omega_0} X(\omega) e^{j\omega nT} d\omega \quad (2.103)$$

La función $X(\omega)$ desarrollable en serie de Fourier en el intervalo $[-\omega_0, \omega_0]$ de la forma:

$$X(\omega) = \sum_{-\infty}^{\infty} c_n e^{-j\omega_0 T} \quad (2.104)$$

Donde los coeficientes c_n , en el caso de que $\omega_0=\pi/T$, vienen dados por:

$$c_n = \frac{T}{2\pi} \int_{-\omega_0}^{\omega_0} X(\omega) e^{jn\omega T} d\omega \quad (2.105)$$

Comparando (2.103) y (2.104) se deduce que:

$$c_n = T x_n \quad (2.106)$$

Es decir, que bajo las condiciones del teorema, los términos de la secuencia determinan por (2.106) los coeficientes del desarrollo en serie de Fourier c_n de la función $X(\omega)$ y por tanto según (2.106) la misma función. A partir de esta transformada por (2.101) o bien por (2.102) se puede determinar el valor de la señal continua en cualquier punto.

El problema que suele aparecer a la hora del muestreo es que la transformada de la señal no se anule a partir de una cierta, sino que, simplemente tienda a cero al aumentar la frecuencia. En este caso, como ya se ha visto, no se verifican las condiciones del teorema del muestreo, pero en cualquier caso se puede ver que la distorsión producida en el periodo fundamental disminuye al aumentar la frecuencia de muestreo, esto es, disminuir el periodo T . El problema será en cada caso decidir en el compromiso entre fiabilidad y costo, ya que muestrear con un menor periodo significa por una parte un equipo más caro y por otra una mayor aproximación a las condiciones de muestreo ideal y por tanto una mayor fiabilidad.

2.2.4 Analizador

Después de la conversión analógica digital tenemos los valores de la señal del transductor en ciertos valores de tiempo que son registrados en los ordenadores para ser tratados. Estos valores son registrados de forma digital o binaria, es decir, mediante ceros y unos que son los únicos datos que maneja un ordenador.

En el apartado de las vibraciones se vio como se dividían las vibraciones y se hizo un posterior estudio de ellas en el dominio de la frecuencia, ya que da más información que si hiciéramos el estudio en el dominio del tiempo. A diferencia del estudio del primer capítulo, nuestra señal es discreta, mientras allí la señal era continua. Por tanto tendremos que hallar la transformada de Fourier para señales discretas para poder así estudiar de forma eficiente las vibraciones.

2.2.4.1 Transformada de Fourier discreta

La transformada discreta de Fourier parte de una señal discreta, muestreada a partir de una señal continua, pues se demuestra que la transformada discreta de Fourier es la discretización a intervalos de muestreo regulares en el dominio de la frecuencia de la transformada de Fourier de la señal continua.

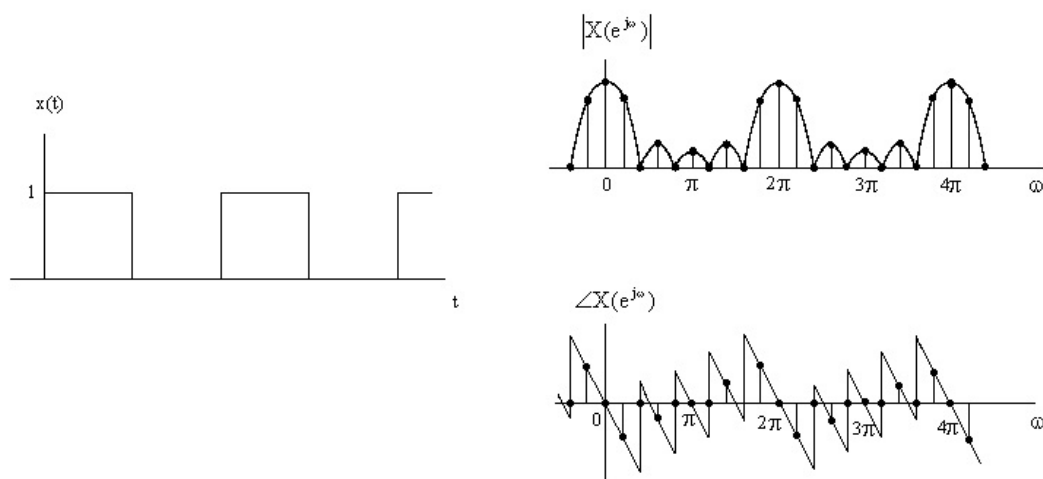


Figura 81: Señal continua en el tiempo y su transformada de Fourier, tanto de módulo como de fase

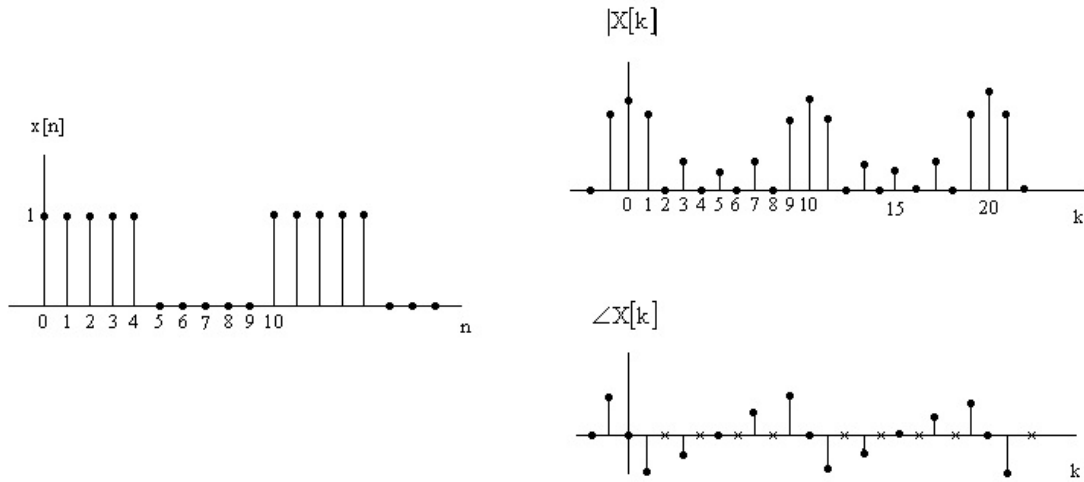


Figura 82: Transformadas discretas de Fourier de una señal muestreada

Dada una secuencia $\{x_k\}$ con un número N finito de elementos no nulos:

$$\{x_k\} = \{x_0, x_1, \dots, x_{n-1}\} \quad (2.107)$$

Entonces su transformada de Fourier viene dada por:

$$H(\omega) = \sum_{n=0}^{N-1} x_n e^{-j\omega n} \quad (2.108)$$

En estas condiciones se define como transformada discreta de Fourier la secuencia de valores de $H(\omega)$ para las frecuencias:

$$\omega = \frac{2\pi}{N} k \quad \text{para } k=0, 1, \dots, N-1 \quad (2.109)$$

Y por tanto:

$$H_k = \sum_{n=0}^{N-1} x_n e^{-j\frac{2\pi}{N} k n} \quad (2.110)$$

Esta transformada admite inversa, es decir, a partir de la transformada discreta se puede obtener la secuencia por medio de:

$$x_k = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} H_n e^{j\frac{2\pi}{N} k n} \quad (2.111)$$

Esta propiedad se puede demostrar sustituyendo (2.110) en (2.111), entonces:

$$\frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{m=0}^{N-1} x_m e^{-j\frac{2\pi}{N}nm} e^{j\frac{2\pi}{N}kn} = x_k \quad (2.112)$$

Ya que sí $m=k$:

$$\sum_{n=0}^{N-1} e^{j\frac{2\pi}{N}n(k-m)} = N \quad (2.113)$$

Ya que sí $m \neq k$:

$$\sum_{n=0}^{N-1} e^{j\frac{2\pi}{N}n(k-m)} = 0 \quad (2.114)$$

La existencia de la transformada discreta de Fourier y de su inversa en secuencias finitas es importante ya que permite trabajar con algoritmos numéricos.

2.2.4.2 Cálculo de la transformada rápida de Fourier

La transformada discreta de Fourier (DFT) juega un papel importante en el análisis, diseño e implementación de sistemas y algoritmos de proceso de señales discretas en el tiempo. También por la existencia de algoritmos eficientes de cálculo de la DFT hace que esta sea un componente importante en aplicaciones de sistemas discretos en el tiempo.

Como ya se ha dicho la DFT es lo mismo que muestrear la transformada de Fourier a intervalos regulares de frecuencia. Lógicamente, calcular la DFT de N puntos corresponde a realizar N muestras sobre la transformada de Fourier continua con un intervalo de frecuencias de $\omega_k = 2\pi k/N$. A continuación se describen métodos de cálculo de la DFT y especialmente nos centraremos en algoritmos eficientes de cálculo. Estos algoritmos eficientes de cálculo reciben el nombre de transformada rápida de Fourier (fast Fourier transform, FFT).

Hay varias maneras de medir la complejidad y la flexibilidad de un algoritmo, y el resultado final dependerá de la capacidad de cálculo o de la aplicación concreta. Para compararlos con otros métodos se suele tomar como medida de complejidad el número necesario de sumas y multiplicaciones necesarias para calcular la DFT. Esto es obvio ya que está muy relacionado con la rapidez de cálculo, factor importante cuando se trata con ordenadores y otros sistemas digitales. En términos de multiplicaciones y sumas los algoritmos FFT pueden ser varios órdenes de magnitud más eficientes, es decir el número de sumas y multiplicaciones que necesitamos realizar son muy inferiores a otros métodos como el método de la correlación.

Otro aspecto positivo de los algoritmos FFT es el error que se comete. El error es muy bajo debido al poco número de operaciones que necesita comparado con otros



métodos. Esto se puede demostrar haciendo la transformada de Fourier discreta de una señal cualquiera mediante los algoritmos FFT, y calculando luego su inversa, de tal forma que se tendrá la señal original más un error debido precisamente al error de cálculo del método usado. Si realizamos lo mismo utilizando otro método, como el método de la correlación, vemos que el error de cálculo es muy alto comparado con el error de FFT.

Estas ventajas hacen que los métodos de cálculo FFT sean los más utilizados para calcular la transformada discreta de Fourier en los sistemas de medición o adquisición de datos.

A continuación se describe el método de cálculo FFT:

Sea $x[n]$ una secuencia finita de longitud N , siendo N una potencia de 2, $N = 2^v$, se divide en dos secuencias de $(N / 2)$ con los términos pares e impares de la secuencia original:

$$V_k = x_{2k} \quad (2.115)$$

$$W_k = x_{2k+1} \quad (2.116)$$

Con lo que las transformadas son:

$$V_k = \sum_{n=0}^{N/2-1} V_n e^{-j \frac{2\pi}{N/2} kn} \quad (2.117)$$

$$W_k = \sum_{n=0}^{N/2-1} W_n e^{-j \frac{2\pi}{N/2} kn} \quad (2.118)$$

Entonces se puede obtener:

$$H_m = V_m + e^{-j \frac{2\pi}{N/2} m} W_m \quad (2.119)$$

$$H_{m+\frac{N}{2}} = V_m - e^{-j \frac{2\pi}{N/2} m} W_m \quad (2.120)$$

Para:

$$m = 0, 1, \dots, \frac{N}{2} - 1 \quad (2.121)$$

Como se puede comprobar por simple sustitución de (2.117) y (2.118) en (2.119) y (2.120).

La conclusión que se obtiene de esta propiedad es que se puede calcular la transformada de N puntos por medio de dos transformada de $N/2$ puntos, con lo que el número de multiplicaciones necesarias se reduce considerablemente. Esta propiedad se puede aplicar reiteradamente, es decir, $v[k]$ y $w[k]$ tienen un número par de elementos, cada una de ellas se puede descomponer en otras dos secuencias de $N/4$ elementos. Por ejemplo $v[k]$ se descompone en:

$$v'_k = V_{2k} \quad (2.122)$$

$$v''_k = V_{2k+1} \quad (2.123)$$

De transformadas:

$$V'_k = \sum_{n=0}^{\frac{N}{4}-1} v'_n e^{-j\frac{2\pi}{N/4}kn} \quad (2.124)$$

$$V''_k = \sum_{n=0}^{\frac{N}{4}-1} v''_n e^{-j\frac{2\pi}{N/4}kn} \quad (2.125)$$

Obteniendo V_k a partir de éstas por medio:

$$V_m = V'_m + e^{-j\frac{2\pi}{N/2}m} W''_m \quad (2.126)$$

$$V_{m+\frac{N}{4}} = V'_m - e^{-j\frac{2\pi}{N/2}m} W''_m \quad (2.127)$$

Para:

$$m = 0, 1, \dots, \frac{N}{4} - 1 \quad (2.128)$$

Generalizando este resultado, si la secuencia tiene $N=2^v$ elementos, la transformada se puede calcular descomponiendo la secuencia en dos de $N/2$ elementos, en cuatro de $N/4$ elementos, de ocho de $N/8$ elementos y así sucesivamente hasta llegar a N secuencias de un solo punto, cuyas transformadas coinciden con esos mismos puntos.

Una última observación permite, a cada paso sucesivo, simplificar el cálculo de las funciones exponenciales. Para calcular estos términos:

$$e^{\frac{2\pi j}{N}kn} \quad (2.129)$$

Donde:

k número de elementos del bloque



n número de orden de cada mitad del bloque

Se puede observar que:

$$e^{\frac{2\pi j}{k}n} = \cos \frac{2\pi n}{k} + j \sin \frac{2\pi n}{k} \quad (2.130)$$

Y las funciones seno y coseno se pueden calcular de forma recurrente mediante:

$$\cos (n+1)\vartheta = c_{n+1} + \cos n\vartheta \quad (2.131)$$

$$\sin (n+1)\vartheta = s_{n+1} + \sin n\vartheta \quad (2.132)$$

Donde las sucesiones $c[n]$ y $s[n]$ se calculan como:

$$c_{n+1} = c_n + R \cos n\vartheta \quad (2.133)$$

$$s_{n+1} = s_n + R \sin n\vartheta \quad (2.134)$$

Siendo:

$$R = -4 \sin^2 \frac{\vartheta}{2} \quad (2.135)$$

Siendo los elementos iniciales de estas sucesiones:

$$c_0 = 2 \sin^2 \frac{\vartheta}{2} \quad (2.136)$$

$$s_0 = \sin \frac{\vartheta}{2} \quad (2.137)$$





3. DESCRIPCIÓN DEL SISTEMA REAL

3.1 Introducción

El objetivo de este proyecto es realizar un análisis de vibraciones al sistema real para tratar de mejorar el funcionamiento y evitar en lo posible los errores de producción de los troqueles de fundición en polvo verde que se utiliza para la fabricación de bañeras de fundición. La prensa realiza un proceso crítico en la fabricación de este tipo de bañeras, el enfriamiento del hierro fundido, material con el cual se realizan este tipo de bañeras. Durante el proceso de solidificación se pretende que el espesor de la bañera sea uniforme, mediante el funcionamiento de una mesa vibratoria. Este es un proceso crítico debido a que ciertos controles de calidad se realizan después de esta etapa. Estos controles medirán el espesor de la bañera, dejando pasar aquellas bañeras que cumplan los requisitos exigidos y desechando aquellas bañeras que tengan espesores irregulares.

En este apartado se realizara una descripción del proceso de enfriamiento a través de una mesa vibratoria en la fabricación de bañeras de hierro fundido. Se describirá en primer lugar el material con el cual se fabrican, hierro fundido, y más concretamente hierro gris. Se señalará cual es su composición, microestructura así como las propiedades por las cuales hacen que este material sea adecuado en la fabricación de bañeras, se describirán las partes de la prensa y por último se dictaminaran los problemas que se presentan.

3.2 Hierros fundidos

Este tipo de bañeras se realizan con hierros fundidos. Los hierros fundidos son una familia de aleaciones ferrosas con una gran variedad de propiedades, y como su nombre sugiere, se pretende que fundan en la forma deseada en vez de trabajar con ellos en estado sólido. A diferencia de los aceros, que generalmente contienen normalmente del 2% al 4% de carbono, los hierros fundidos contienen normalmente del 2% al 4% de carbono y un 3% de silicio. Otros elementos de aleación pueden estar presentes para controlar o variar ciertas propiedades.

Los hierros fundidos producen excelentes aleaciones fundidas, puesto que se funden fácilmente, son muy fluidos en estado líquido y no forma películas superficiales indeseables cuando se vierten. Los hierros fundidos solidifican con una contracción ligera a moderada durante la fundición y el enfriamiento. Estas aleaciones tienen un amplio rango de resistencia y dureza, y en la mayoría de los casos son fáciles de mecanizar. Pueden ser aleados para producir una resistencia superior al desgaste, abrasión y corrosión. Sin embargo, los hierros fundidos tienen, relativamente, una baja resistencia al impacto y poca ductilidad, y esto limita, su utilización para algunas aplicaciones. El

amplio uso industrial de los hierros fundidos es debido, principalmente, a su bajo coste comparativo y propiedades de ingeniería versátiles.

Se pueden diferenciar cuatro clases de hierros fundidos en función de la distribución del carbono en sus microestructuras: blanco, gris, maleable y hierro dúctil.

Elemento	Gris	Blanco	Maleable	Dúctil
Carbono	2,5-4,0	1,8-3,6	2,00-2,60	3,0-4,0
Silicio	1,0-3,0	0,5-1,9	1,10-1,60	1,8-2,8
Magnesio	0,25-1,0	0,25-0,80	0,20-1,00	0,10-1,00
Azufre	0,02-0,25	0,06-0,20	0,04-0,18	0,00-0,03
Fósforo	0,05-1,0	0,06-0,10	0,00-0,18	0,00-0,10

Tabla 3: Rangos de composición química para hierros fundidos sin alear

- Fundición blanca: Aleaciones de hierro-carbono-silicio con una composición de 1,8% a 3,6% de C y 0,5% a 1,9% de Si. Estas aleaciones contienen grandes cantidades de carburos de hierro que les confieren las características de ser duros y quebradizos.
- Fundición dúctil: Aleaciones de hierro-carbono-silicio con una composición de 3% a 4% de C y 1,8% a 2,8% de Si. Estas aleaciones contienen grandes cantidades de carbono en forma de nódulos de grafito en lugar de las hojuelas de la fundición gris. La adición de magnesio antes de que el hierro fundido sea vertido, permite que se formen los nódulos.
- Fundición maleable: Aleaciones de hierro-carbono-silicio con una composición de 2,0% a 2,6% de C y 1,1% a 1,6% de Si. La fundición maleable se funde primero como fundición blanca y luego se trata térmicamente a aproximadamente 940 °C, manteniendo esta temperatura de 3 a 20 horas. El carburo de hierro en el hierro blanco está descompuesto en nódulos de forma irregular o grafito.
- Fundición gris: La fundición gris se forma cuando el carbono de la aleación se encuentra en una cantidad superior a la que puede disolverse en la austenita, y precipita como hojuelas de grafito. Cuando una pieza del hierro gris solidificado se fractura, la superficie de fractura aparece gris a causa del grafito expuesto.

El hierro fundido gris es un importante material de ingeniería, debido a su relativo bajo coste y a sus útiles propiedades de ingeniería, entre las que se incluyen una excelente capacidad de mecanización frente a niveles de dureza que tienen una buena resistencia al desgaste, resistencia a la escoriación bajo lubricación restringida y una excelente capacidad de amortiguamiento de las vibraciones. Es por eso que la fundición gris se utiliza ampliamente en la obtención de piezas moldeadas, tales como: partes del bloque motor de vehículos, estufas, parillas de hogares, planchas de fogón, etc. y en el caso de este proyecto en las bañeras.

Como se puede observar en la tabla 3, los hierros fundidos grises sin alear, contienen normalmente de 2,5% a 4,0% de C y de 1% a 3% de Si. Puesto que el silicio es un elemento estabilizante del grafito en los hierros fundidos, se utiliza un contenido relativamente alto de silicio para provocar la formación de grafito. La velocidad de solidificación es también un factor importante que determina la medida en que se forma grafito. Velocidades moderadas y bajas de enfriamiento favorecen la formación de grafito. La velocidad de solidificación también afecta al tipo de matriz formada en el hierro fundido gris. Velocidades moderadas de enfriamiento favorecen la formación de una matriz perlítica, mientras que bajas velocidades de enfriamiento favorecen una matriz ferrítica. Para producir una matriz completamente ferrítica en un hierro gris sin alear, normalmente se somete al hierro a recocido para permitir que el carbono que queda en la matriz se deposite en láminas de grafito, dejando la matriz completamente ferrítica.

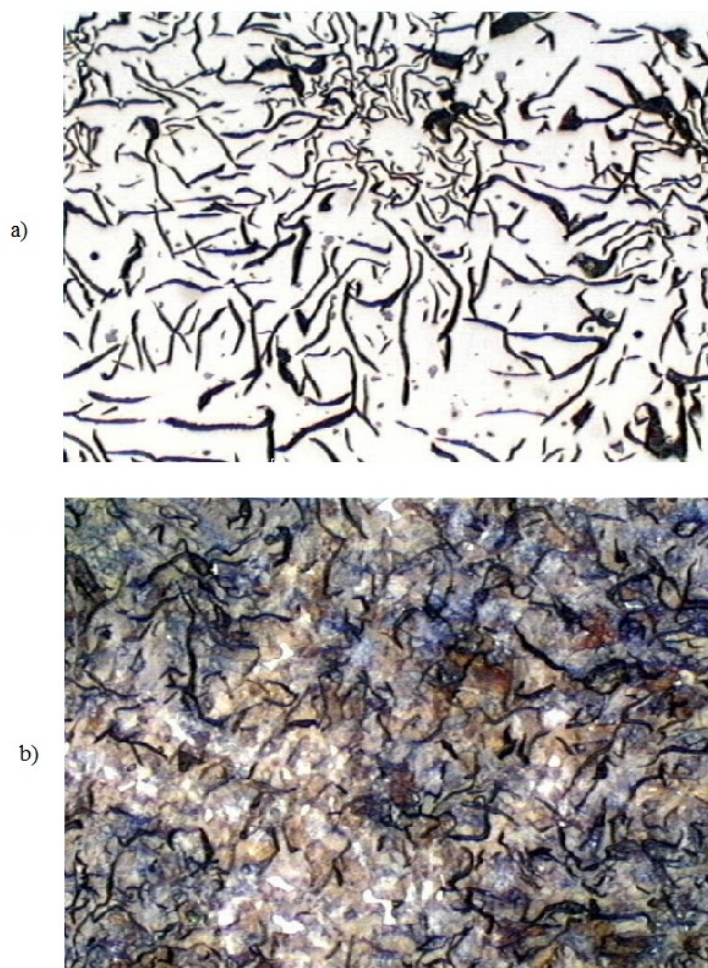


Figura 83: Estructuras microscópicas fundición gris: a) estructura ferrítica, b) estructura perlítica



ANÁLISIS DE VIBRACIONES DE UNA MÁQUINA DE MOLDEAR ARENA EN VERDE
MEDIANTE SACUDIDAS Y PRENSADO

Aleación, nombre y número	Composición química, % peso	Tratamiento	Microestructura	Resistencia a la tensión MPa	Esfuerzo fluencia MPa	Elongación %	Aplicaciones típicas
			FUNDICION	GRIS			
Ferrítica (G2500)	3,4 C, 2,2 Si 0,7 Mn	Recocido	Matriz ferrítica	179			Pequeños bloques cilíndricos,
Pérlítica (G3500)	3,2 C 2,0 Si, 0,7 Mn	En estado bruto	Matriz perlítica	252			Bloques de cilindros de camiones y tractores.
Pérlítica (G4000)	3,3 C, 2,2 Si, 0,7 Mn	En estado bruto	Matriz perlítica	293			Fundición de motores diesel
			FUNDICION	MALEABLE			
Ferrítica (32510)	2,2 C, 1,2 Si 0,04 Mn	Recocido	Aglomeraciones de grafito y ferrita	345	224	10	Servicios generales de ingeniería con buena mecanización
Perlítica (45008)	2,4 C, 1,4 Si 0,75 Mn	Recocido	Aglomeraciones de grafito y perlita	440	310	8	Servicios generales de ingeniería con tolerancia dimensional
Martensítica (M7002)	2,4 C, 1,4 Si, 0,75 Mn	Templado	Martensita revenida	621	438	2	Piezas de alta resistencia: barras de conexión
			FUNDICIÓN	DÚCTIL			
Ferrítica (60-40-18)	3,5 C, 2,2 Si	Recocido	Ferrítica	414	276	18	Fundiciones de presión como válvulas
Perlítica	3,5 C, 2,5 Si	En estado bruto	Ferrítica- perlítica	552	379	6	Cigüeñas, engranajes y laminadores
Perlítica (120-90-02)	3,5 C, 2,2 Si	Templado y revenido	Martensítica	828	621	2	Piñones, cambios o engranajes, laminadores y carros

Tabla 4: Propiedades mecánicas típicas y aplicaciones de los hierros fundidos



3.3 Mesa vibratoria

A continuación se describirán cada una de las partes que componen la prensa y cuál es su funcionamiento dentro de la prensa:

- Parte A: Pieza que sirve de soporte para el resto de la estructura. Esta se fija al suelo, siendo la bancada del sistema.
- Parte B: Batería de muelles, formada por varios resortes metálicos. Su función es la de unir la parte que propiamente es la mesa, formado por dos partes móviles, y la bancada o soporte de la estructura. Su función es la de aislar ambos sistemas, proporcionando así un aislamiento de las vibraciones que son producidas en el proceso de forma voluntaria, para que éstas no sean transmitidas a la pieza de apoyo y por tanto al suelo.
- Parte C: Pieza móvil de masa m_1 que actúa como cilindro del sistema de alimentación hidráulico. Su principal misión es la de transmitir correctamente el movimiento, es decir, que el movimiento del pistón sea lo más vertical posible. Para ello la masa m_1 se introduce en la parte fija o bancada de forma que solo se pueda moverse según su eje vertical. Pero como se verá posteriormente, existen problemas de holguras por lo que la pieza móvil podrá girar dentro de unos pequeños valores, impedido por la bancada, que se transmiten a la pieza superior.
- Parte D: Pieza móvil de masa m_2 que actúa como el pistón del circuito neumático. Esta pieza se mueve libremente por la acción de la presión de alimentación. La pieza móvil de masa m_1 tenía su movimiento limitado por la batería de muelles, mientras que la masa m_2 solo tiene su movimiento limitado por el rozamiento que exista entre masas móviles. Su principal misión es la de transmitir el movimiento producido al molde de la bañera, que se encuentra en la parte superior (para que en la etapa de enfriamiento el grosor del hierro fundido sea igual en todas las partes de la bañera).

El problema de holguras se acentúa en este proceso, debido al gran peso de la masa móvil, se produce un desplazamiento del centro de gravedad que produce unos momentos en torno a los ejes de giro que producen oscilaciones.

- Parte E: Sistema hidráulico que proporciona la presión de alimentación.

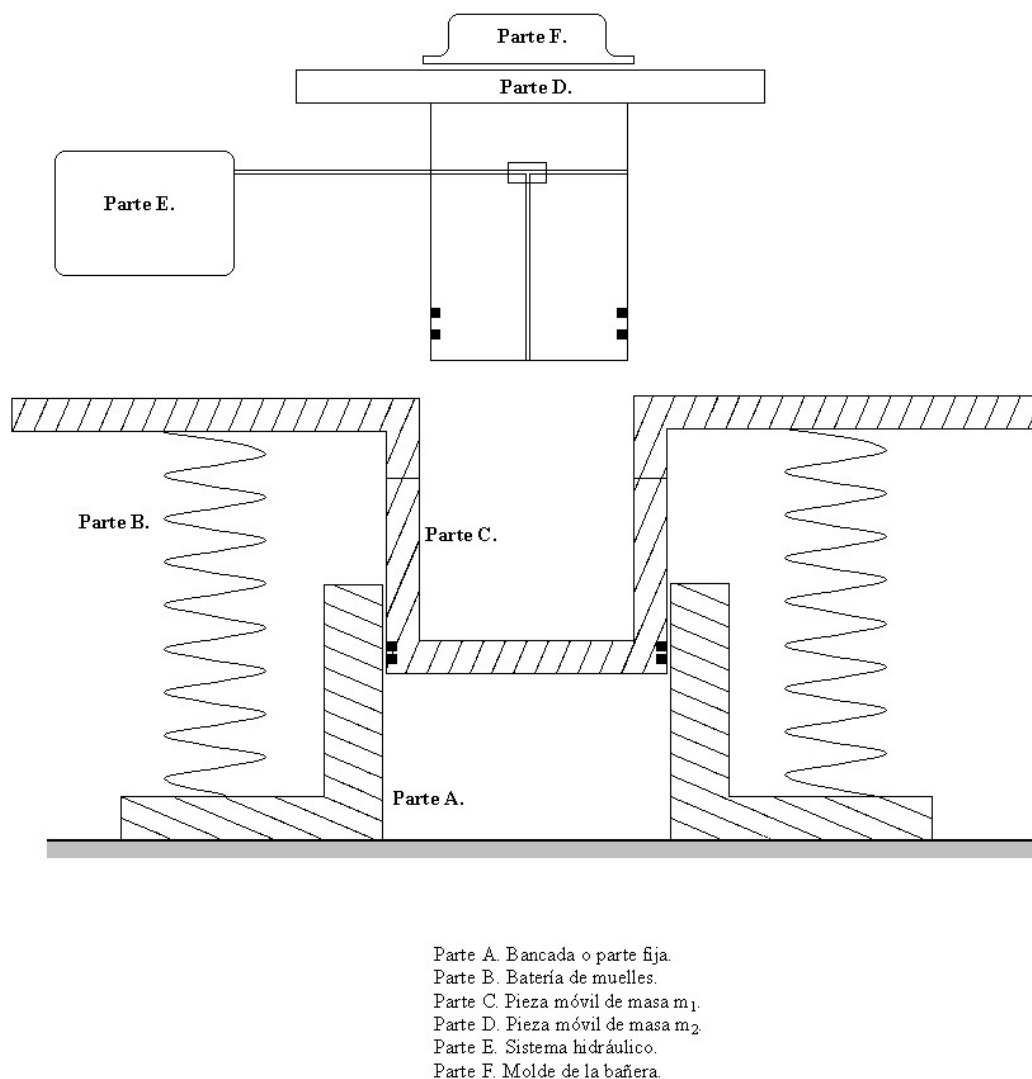


Figura 84: Esquema de la prensa

3.4 Funcionamiento de la prensa

La generación de movimiento viene dado por el sistema hidráulico de la prensa, que mediante su presión de alimentación proporciona la fuerza necesaria para que las piezas móviles se muevan. Debido a que la masa m_1 tiene una batería de muelles que se oponen a su movimiento y un rozamiento con la parte fija, la masa m_2 se moverá más. El movimiento que se produce lo dividiremos en dos etapas:

- Etapas **A**: La aplicación de la presión produce la fuerza necesaria para que las masas se muevan. La presión de alimentación está alrededor de los 6 bares. Las piezas se mueven hasta un límite, que nos dará la amplitud de la vibración. Los

muelles trabajan a compresión debido al peso propio de la masa y a la fuerza producida por la presión.

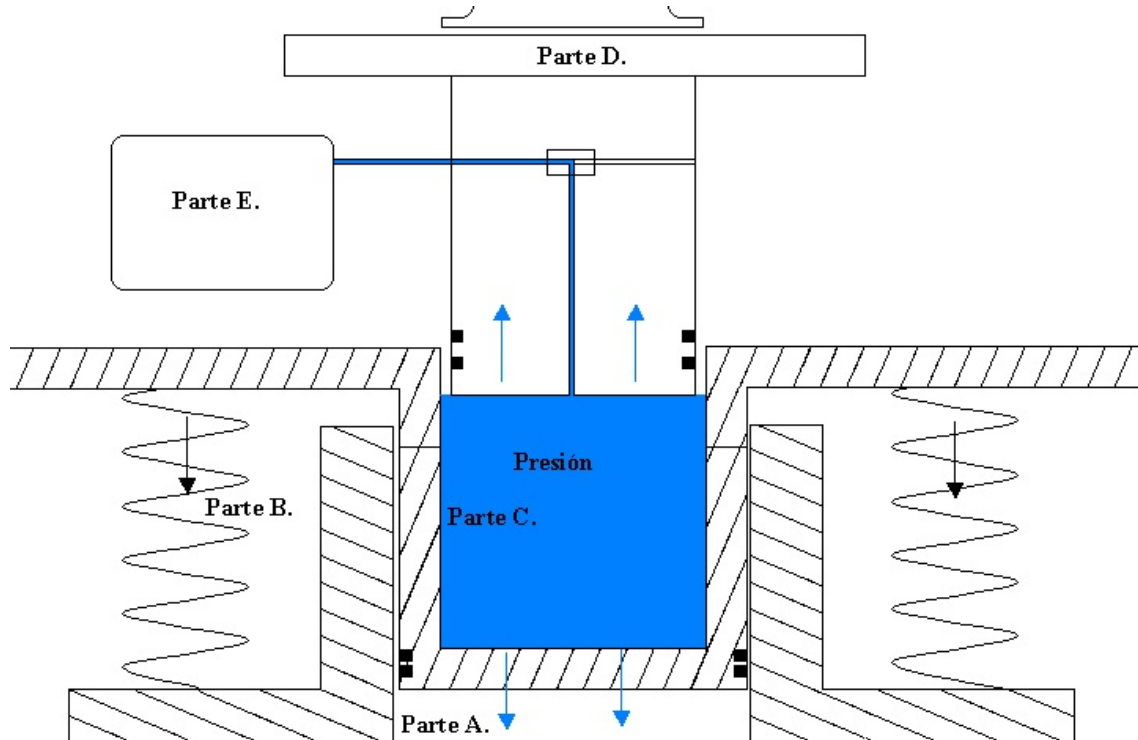


Figura 85: Etapa de alimentación de presión

- Etapa B: La presión de alimentación deja de proporcionar la fuerza necesaria para seguir elevando la masa m_2 . La cámara del sistema cilindro-pistón queda al aire por lo que con el peso de la masa m_2 la masa vuelve a su posición inicial rápidamente. Mientras tanto los muelles de unión entre la masa m_1 y la bancada que estaban en compresión liberan ahora la energía almacenada, devolviendo a su posición inicial ambas masas.

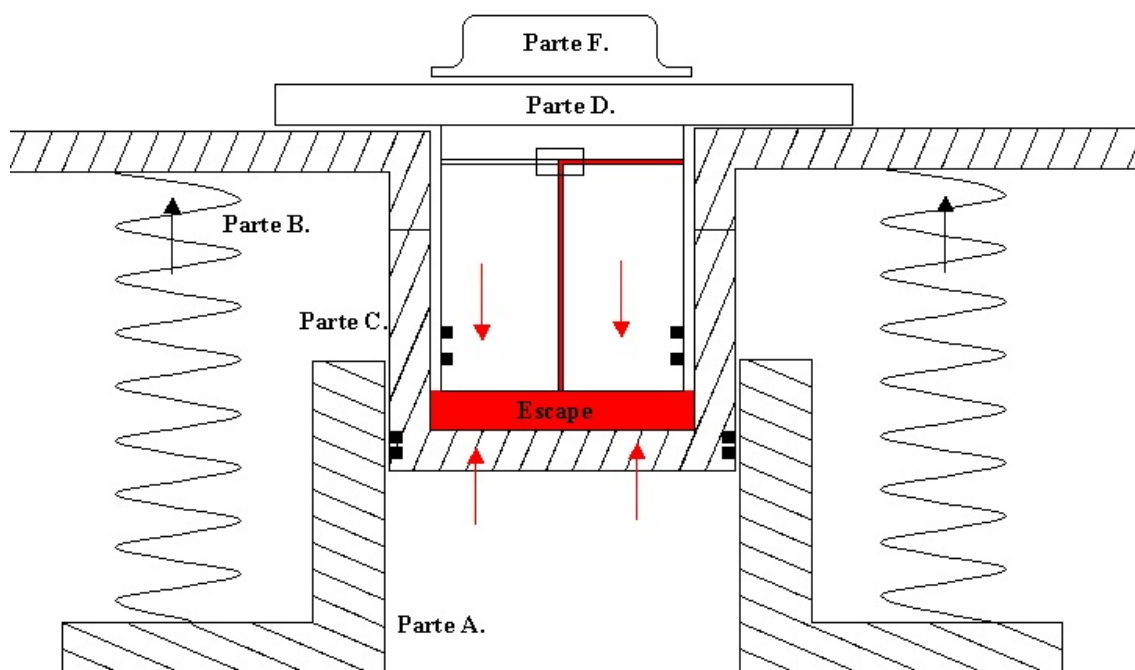


Figura 86: Etapa perdida presión

Este proceso se repite una y otra vez. El número de movimientos vendrá determinado por la frecuencia de aplicación de la presión. Por tanto la presión de aplicación será la señal de control en todo el proceso.

El proceso de creación del troquel de una bañera dura aproximadamente 20 segundos, esto es desde que metemos una bañera, y retiramos la bañera, pero solo el proceso de solidificación dura alrededor de tres segundos, dedicando el resto de tiempo a tareas secundarias, montaje sobre la prensa, retirada de la misma.

Durante los tres segundos que dura el proceso se producen de 8 a 12 golpes según la frecuencia de alimentación. Por tanto el sistema hidráulico debe estar bien diseñado para proporcionar en todo momento la presión y caudal necesarios.

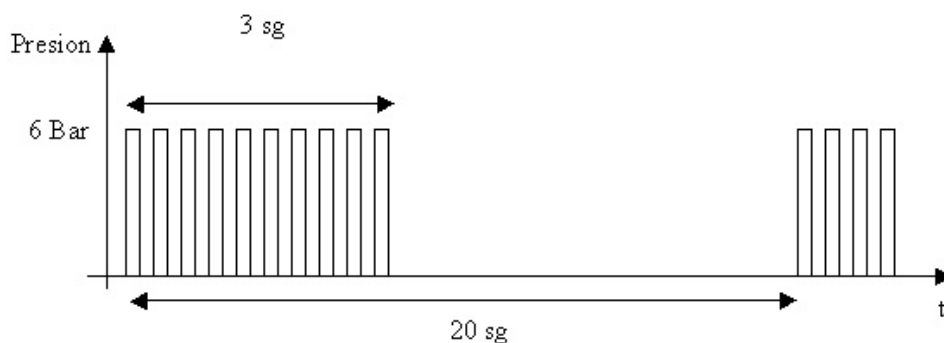


Figura 87: Señal de control correspondiente a la alimentación de presión

3.5 Problemas de funcionamiento

Los controles de calidad rechazan aquellos productos que no cumplen con los requisitos exigidos. En este caso el espesor del hierro fundido no era uniforme, y por tanto no pasaban los controles de calidad. Debido a las grandes masas de las partes móviles y a la alta velocidad de su desplazamiento los problemas de holguras entre las distintas partes móviles se acentúan. Por este motivo existe la posibilidad de giro en torno a los ejes de giro.

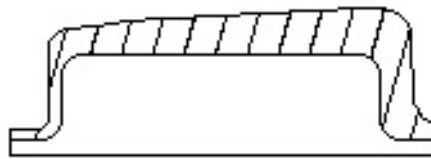


Figura 88: Espesor de hierro fundido no uniforme

Al poder girar, aunque el giro permitido es pequeño, el esfuerzo que se comunica al molde de la bañera no es perfectamente vertical, existe una pequeña componente horizontal que afectan a la compactación del material del troquel, creando un espesor no uniforme.

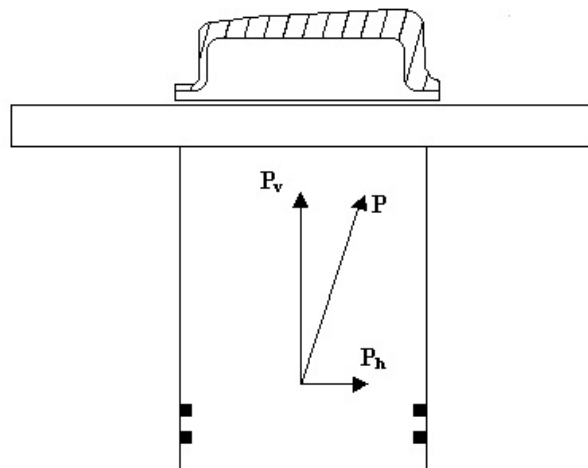


Figura 89: Componentes del esfuerzo aplicado al molde de la bañera

Por tanto, la solución al problema pasa por dos puntos:

- Eliminar las holguras, exigiendo mayores tolerancias en los distintos componentes.
- Prohibir el giro, o en la medida de lo posible eliminarlo.





4. ANÁLISIS DE VIBRACIONES

4.1 Introducción

Desde que se fabricaron las primeras maquinas, una de las principales preocupaciones de los técnicos e ingenieros ha sido el estudio de las vibraciones en las maquinas, puesto que las vibraciones actuaban como indicadores de un problema dentro de la misma. A día de hoy, el estudio de las vibraciones para buscar defectos en maquinaria está extendido y es una forma más de prevención de defectos dentro de un sistema productivo.

Para la captación de las vibraciones se emplea una técnica mediante la cual con un acelerómetro piezoeléctrico, que transforma la vibración mecánica en una señal eléctrica debido a sus propiedades (para más información ver apartado 2.2.2.1.3.4); posteriormente esa señal es amplificada y filtrada y por ultimo esa señal se introduce en un programa informático que aplicara diversos análisis a la señal vibratoria.

4.2 Sistema de medida

El sistema de medida empleado en este proyecto, para el registro de la señal vibratoria, consiste en un equipo general para efectuar medidas de campo, compuesto por:

- Acelerómetros piezoeléctricos: son los transductores encargados de transformar las vibraciones en señales eléctricas.
- Preamplificadores y acondicionadores de señal: instrumentos destinados a amplificar y acondicionar las señales eléctricas que salen de los acelerómetros.
- Tarjeta de adquisición de datos: es el circuito electrónico que transforma la señal eléctrica, previamente amplificada y acondicionada, en datos electrónicos digitalizados.
- Puesto informático: en primer lugar se utiliza el programa Test Point que controla la tarjeta de adquisición de datos y almacena los datos en formato electrónico. Posteriormente con estos datos digitalizados se le aplica el programa MATLAB para estudiar los diversos parámetros de las vibraciones.

4.3 Ensayos vibratorios

Para realizar el análisis vibratorio al proceso productivo de bañeras de hierro fundido utilizamos el programa informático MATLAB, el cual ofrece un entorno de desarrollo integrado (IDE) con un lenguaje de programación propio (lenguaje M).



Entre sus prestaciones básicas se hallan la manipulación de matrices, la representación de datos y funciones, la implementación de algoritmos, la creación de interfaces de usuario (GUI) y la comunicación con programas en otros lenguajes y con otros dispositivos hardware.

Para el análisis vibratorio del proceso de producción de la bañera de hierro fundido se utilizara el apartado de MATLAB de procesamiento de señales. Para ello se utiliza como base un programa del libro de Simon Braun (ver adaptación literaria al castellano del libro y los problemas del mismo en el anexo del proyecto) en concreto el ejercicio número 2 del tema 12, el cual utilizando una señal de referencia permite medir la similitud con una señal experimental utilizando diversos métodos de análisis como son el análisis PSD o el análisis de autocorrelación. Para complementar este análisis se utiliza otro programa suministrado por Higinio Rubio Alonso, que permite determinar la frecuencia de muestreo con lo que se puede obtener el tiempo del ensayo, ya que se conoce el número de muestras tomadas; y además permite ver el espectro de la señal temporal y el espectro de la envolvente de la señal temporal.

Hay varios tipos de señales, que corresponden a cada parte del proceso de fabricación del molde que posteriormente se utilizara para la fabricación de la bañera. El primer grupo de señales corresponden a tres ciclos completos de bañeras, el segundo grupo corresponde con un ciclo completo de bañera, el tercer grupo esta relacionado con el proceso de golpeteos que sufre el molde para eliminar el aire contenido en la arena de fundición y dejar la misma uniforme, y por último, el cuarto grupo corresponde con diversas señales como son el proceso de prensado de la arena de fundición y el movimiento de elevación del molde.

4.3.1 Tres ciclos de bañeras

El primer análisis que se va a realizar es a las señales vibratorias que corresponden con 3 ciclos de bañeras consecutivos. Este proceso tiene una duración de 120 segundos y la señal tiene momentos puntuales característicos que son:

- Movimiento del molde, que transcurre por una cinta transportadora, a la mesa vibratoria.
- Precipitación de la arena de fundición sobre el molde.
- Proceso de golpeteos sobre el molde de fundición para homogenizar y eliminar el aire de la arena.
- Prensado de la arena de fundición.
- Elevación del molde con arena homogenizada y prensada mediante un pistón hidráulico (el mismo que produce el proceso de los golpeteos) hasta el puente que retirara el mismo y trasladara al siguiente proceso de fabricación.

Al ser el primer tipo de señales tres ciclos completos, los procesos anteriores se repetirán tres veces durante toda la señal.

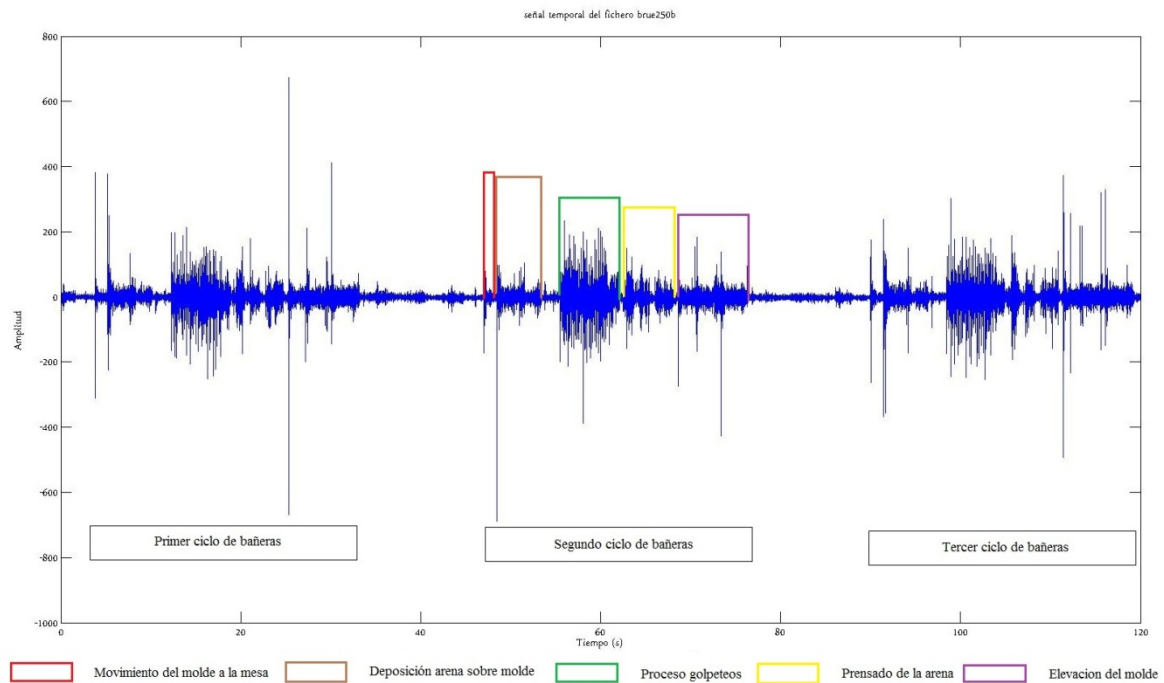


Figura 90: Forma de onda de tres ciclos de bañeras

A continuación se expone la forma de onda y el espectro de las cuatro señales que se emplean en tres ciclos de bañeras.

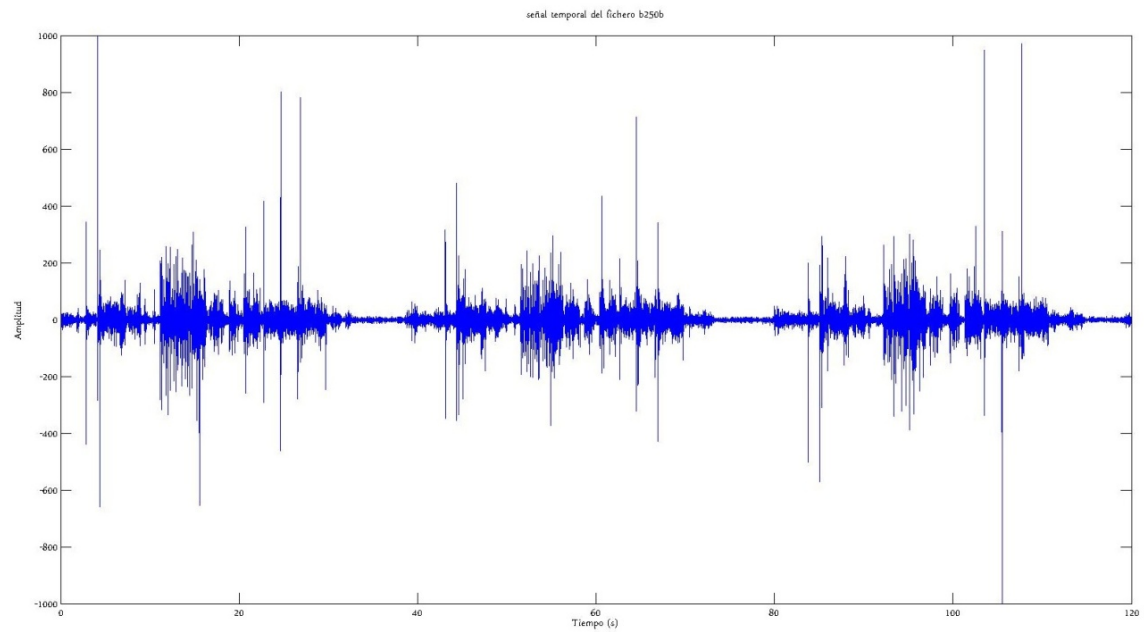


Figura 91: Forma de onda señal b250b

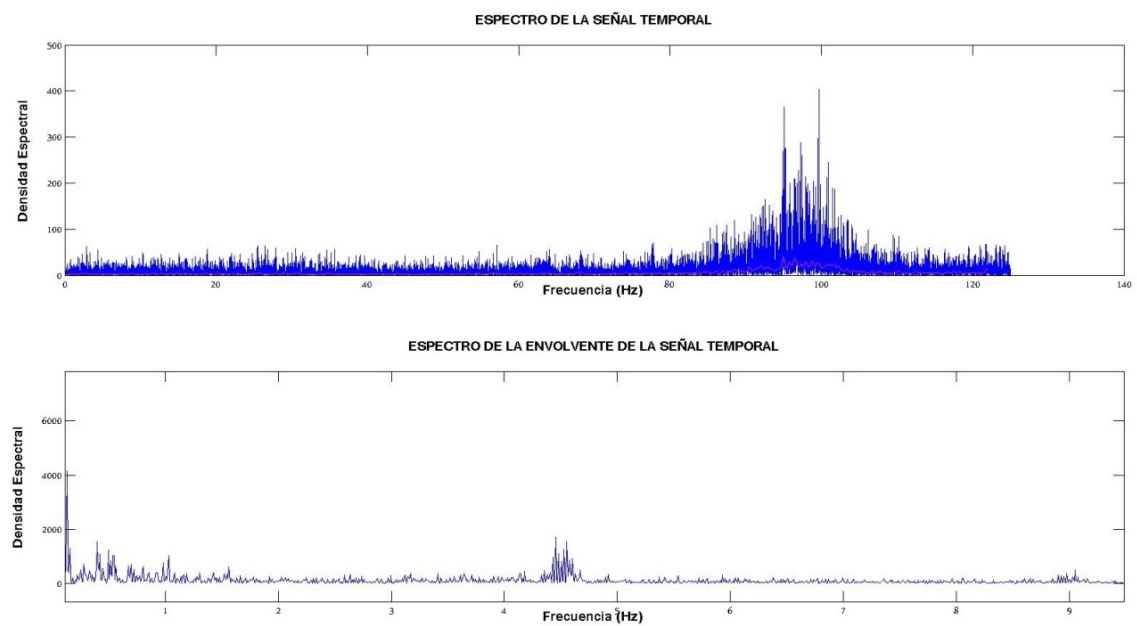


Figura 92: Espectro señal b250b

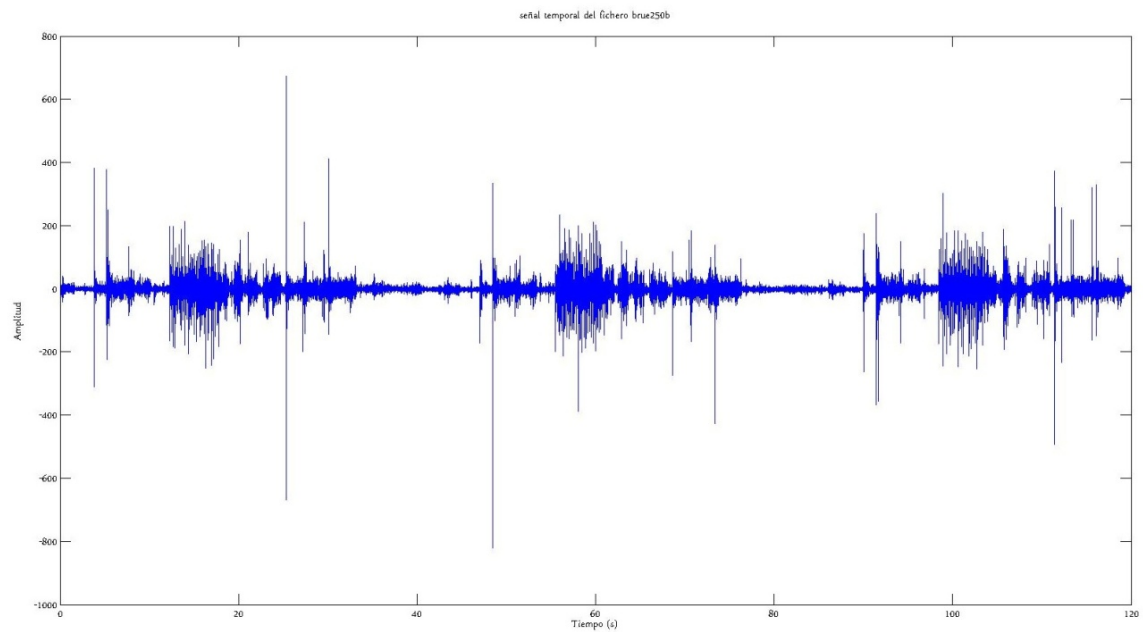


Figura 93: Forma de onda señal brue250b

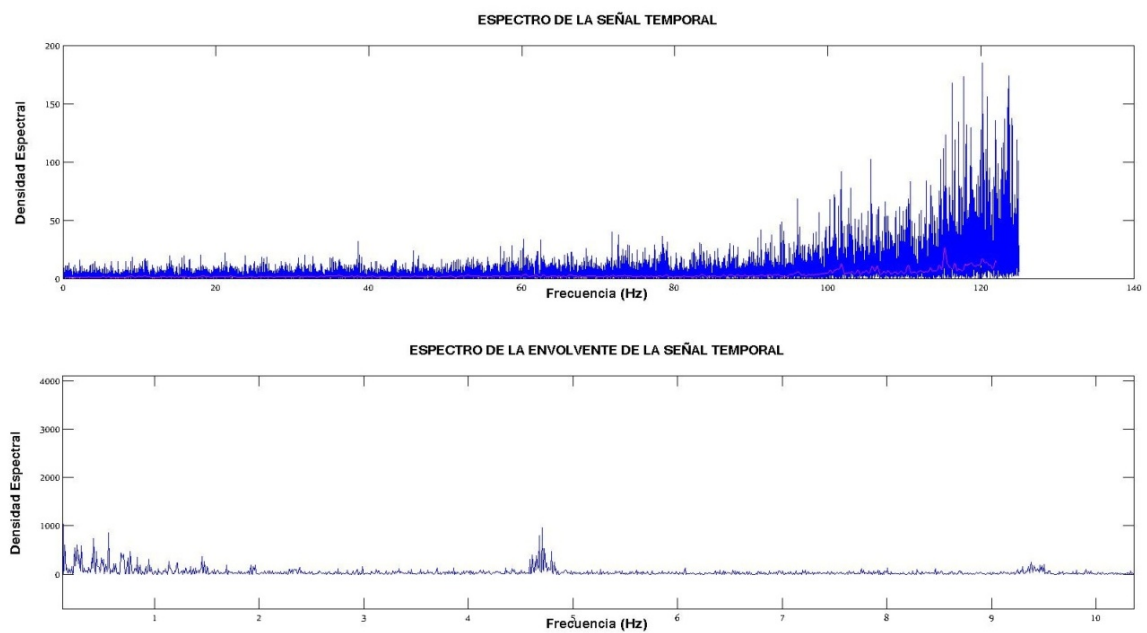


Figura 94: Espectro señal brue250b

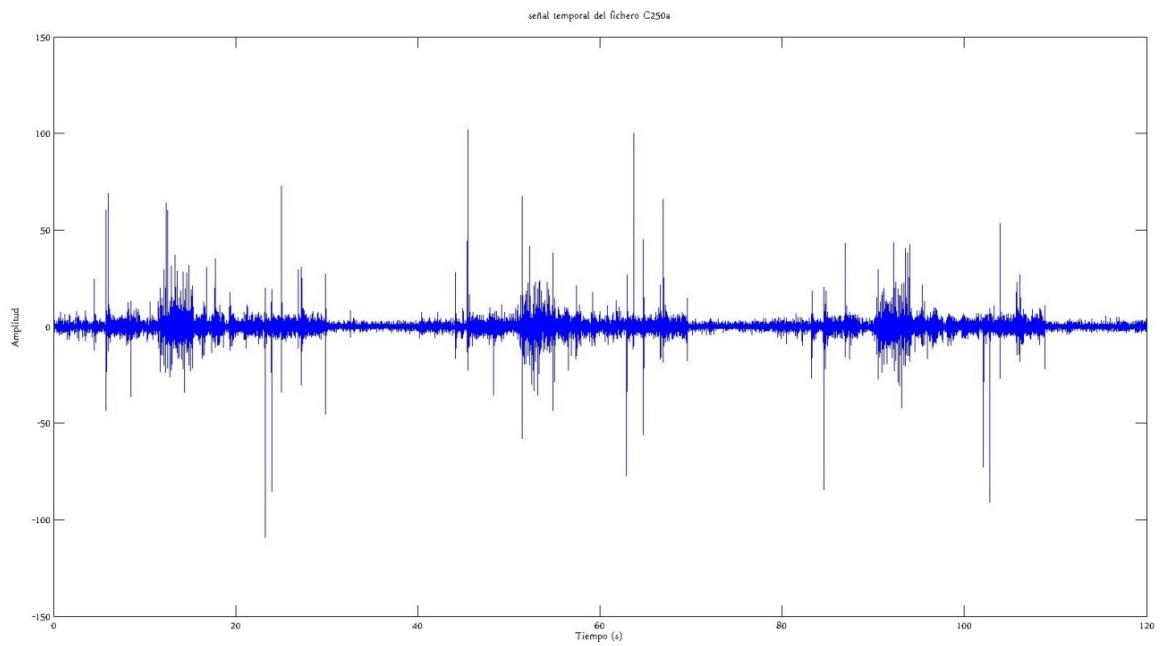


Figura 95: Forma de onda señal c250a

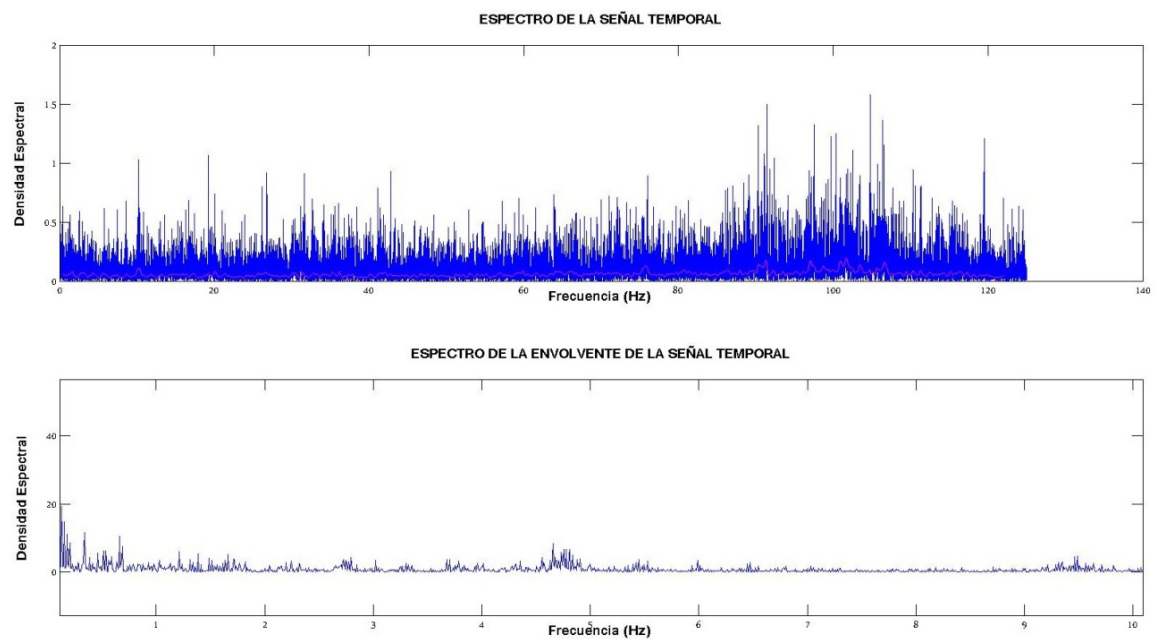


Figura 96: Espectro señal c250a

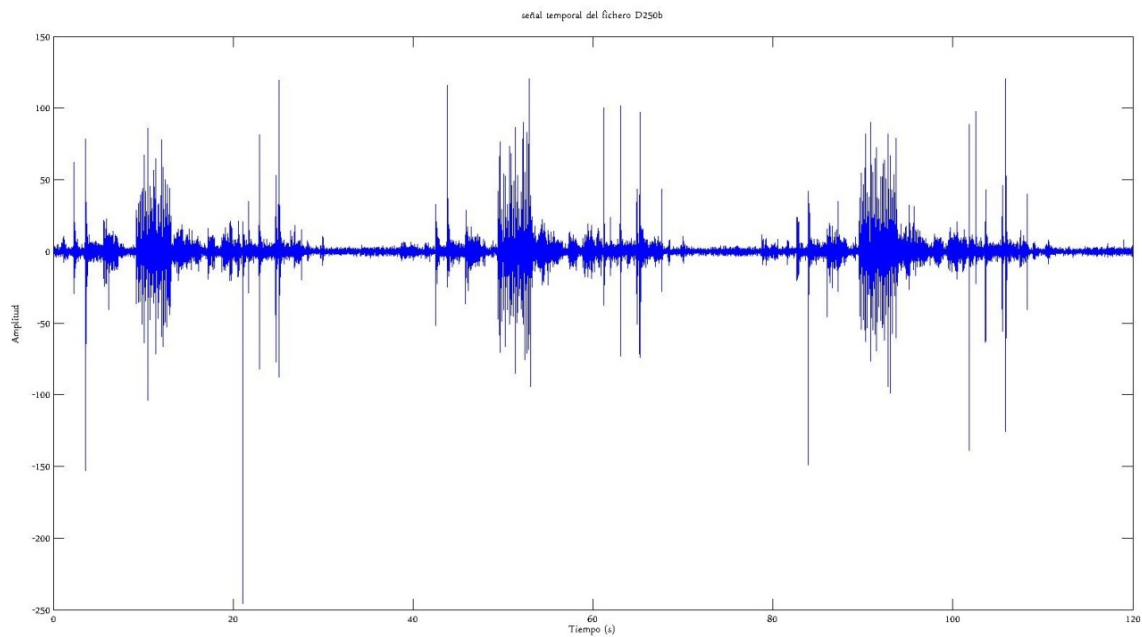


Figura 97: Forma de onda señal d250b

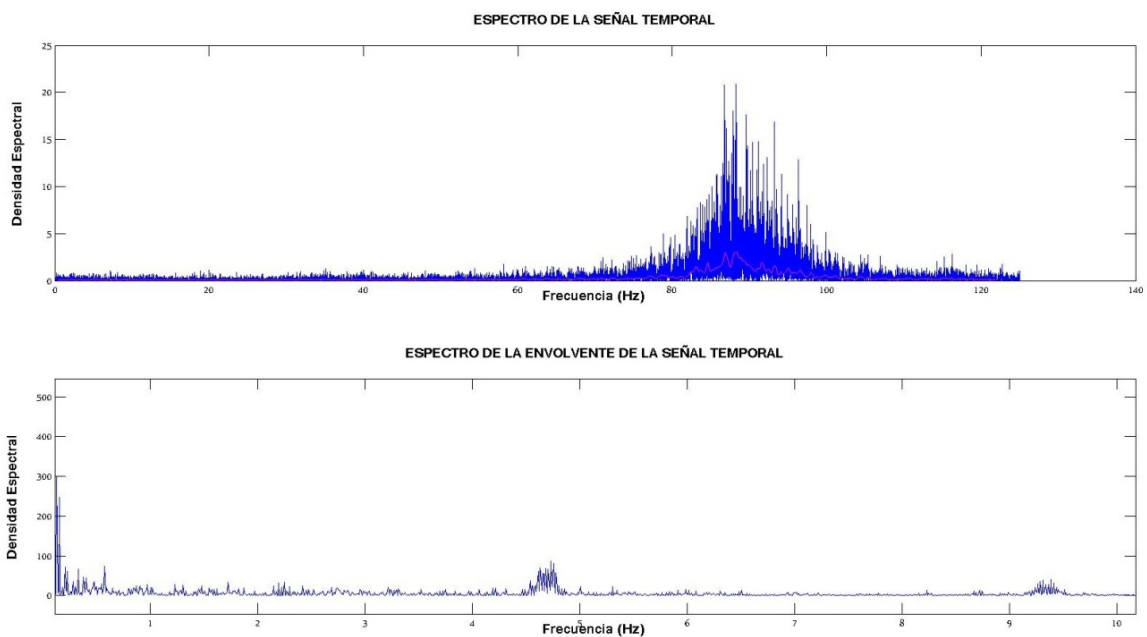


Figura 98: Espectro señal d250b

4.3.1.1 Comparación señales de tres ciclos de bañeras

Ahora que se conoce el espectro y la forma de onda de las cuatro señales, se procede a realizar la comparación mediante el programa 12.2 del libro Simon Braun. Como tenemos cuatro señales distintas y además el programa realiza comparaciones de 2 señales como máximo, se pueden realizar 6 comparaciones distintas.

4.3.1.1.1 Comparación señales b250b y brue250b

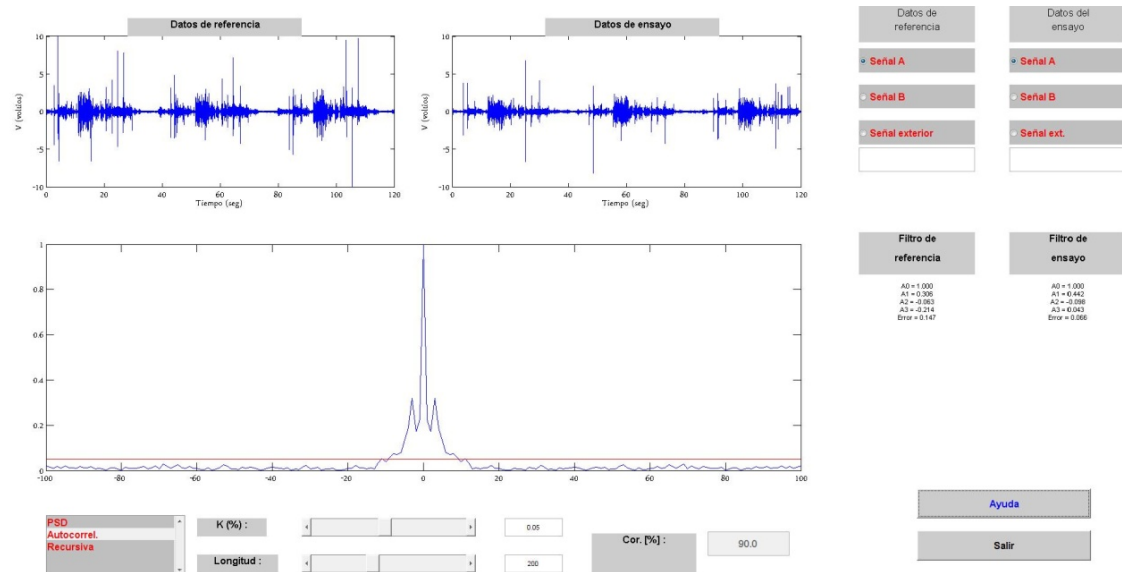


Figura 99: Autocorrelación entre las señales b250b y brue250b

Para una confiabilidad del 95% y una longitud de la función de correlación de 200, el grado de correlación es del 90%.

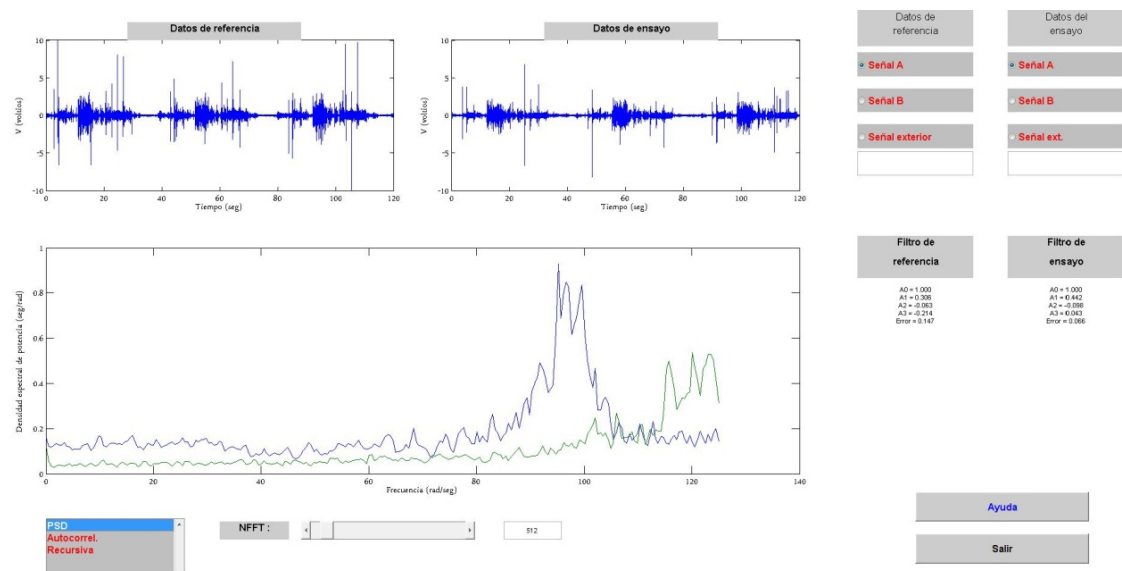


Figura 100: Función PSD para las señales b250b y brue250b

La grafica de color azul corresponde con la señal de la izquierda, en este caso la señal b250b; y la de color verde corresponde con la señal de la derecha, en este caso la señal brue250b (esto se repetirá para el resto de los análisis tipo PSD).

4.3.1.1.2 Comparación señales b250b y c250a

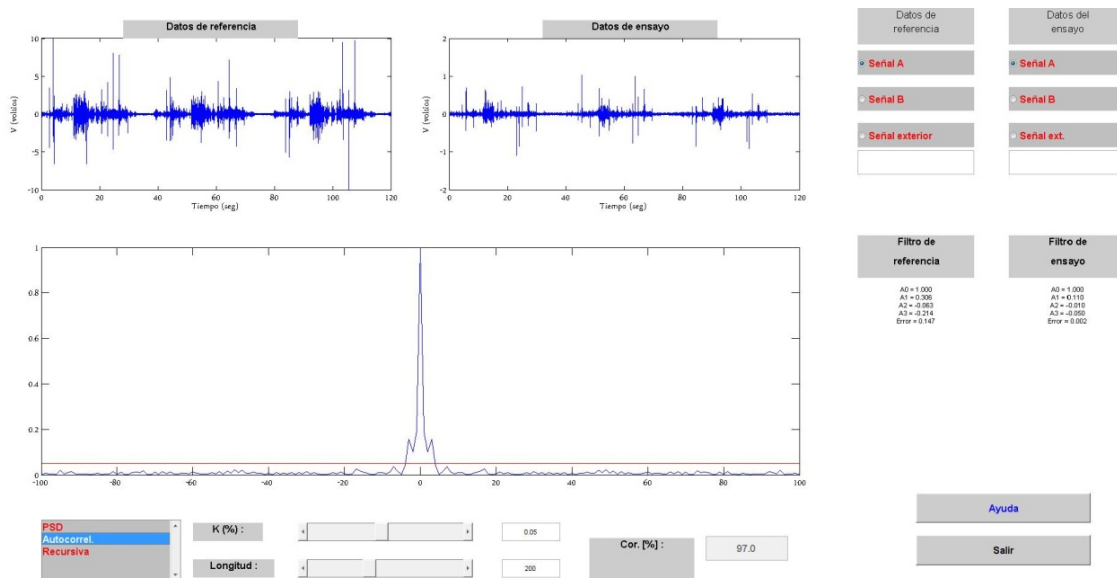


Figura 101: Autocorrelación entre las señales b250b y c250a

Para una confiabilidad del 95% y una longitud de la función de correlación de 200, el grado de correlación es del 97%.

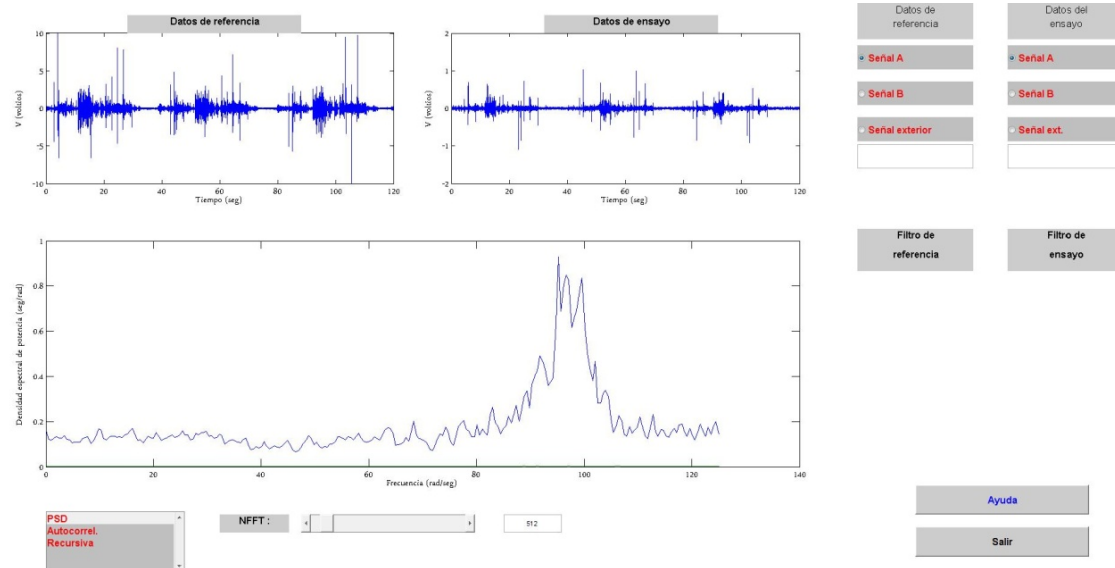


Figura 102: Función PSD para las señales b250b y c250a

En este caso la amplitud de la señal c250a es de menor intensidad que para la señal b250b, con lo que su función PSD (de color verde) parece ser plana.

4.3.1.1.3 Comparación señales b250b y d250b

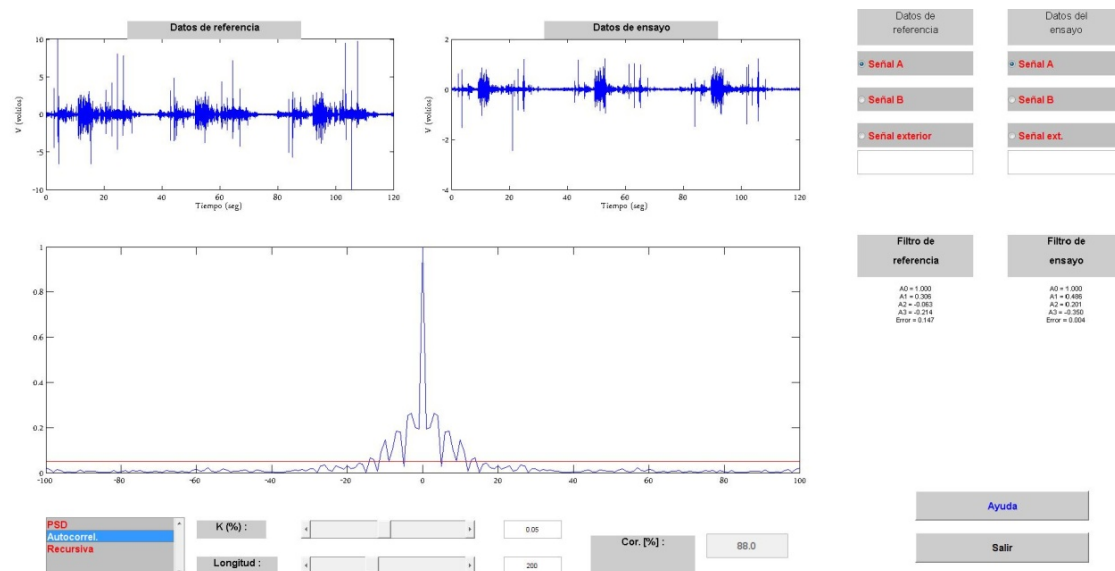


Figura 103: Autocorrelación entre las señales b250b y d250b

Para una confiabilidad del 95% y una longitud de la función de correlación de 200, el grado de correlación es del 88%.

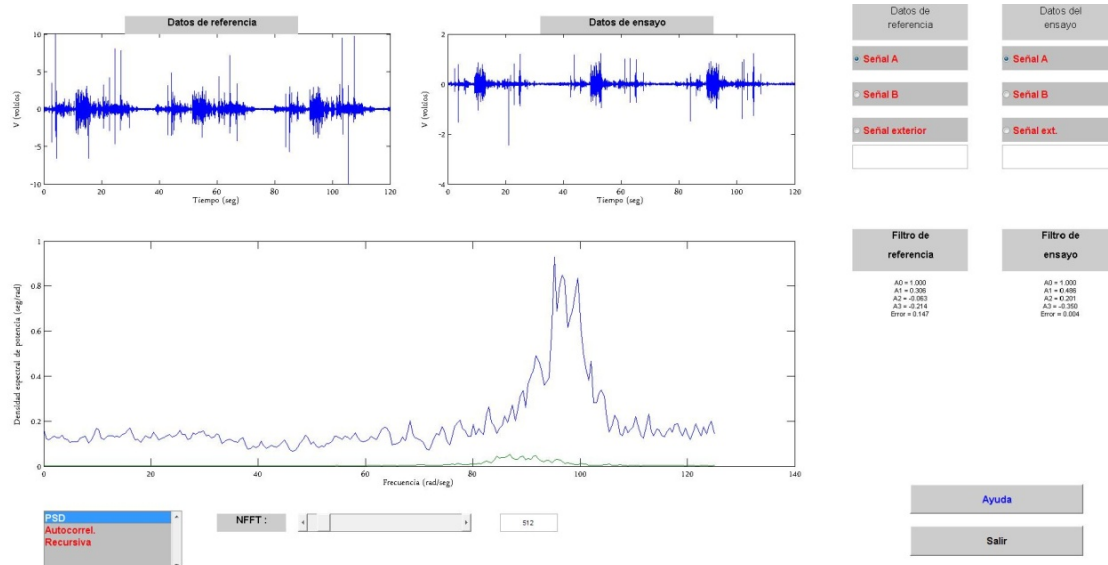


Figura 104: Función PSD para las señales b250b y d250b

4.3.1.1.4 Comparación señales brue250b y c250a

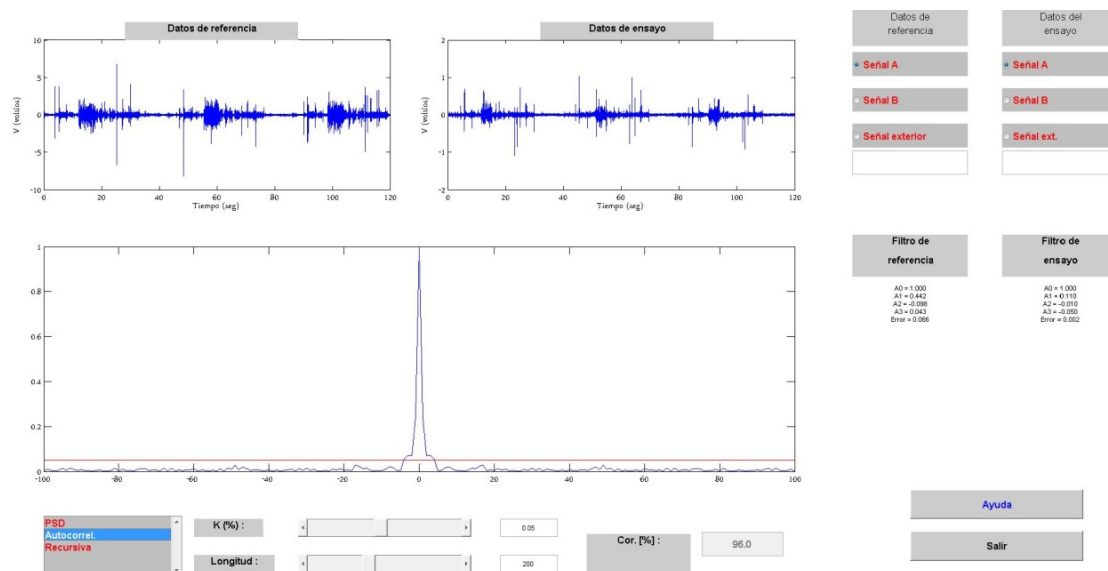


Figura 105: Autocorrelación entre las señales brue250b y c250a

Para una confiabilidad del 95% y una longitud de la función de correlación de 200, el grado de correlación es del 96%.

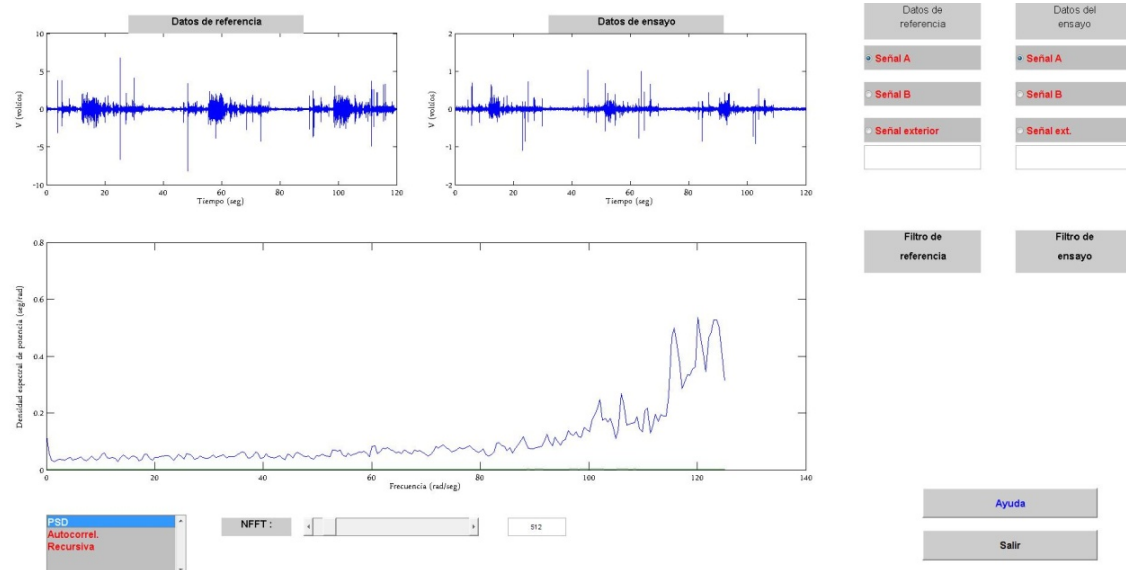


Figura 106: Función PSD para las señales brue250b y c250a

Al igual que en el apartado 4.3.1.1.2, el PSD de la señal c250a parece plano por la diferencia de amplitud en la medición.

4.3.1.1.5 Comparación señales brue250b y d250b

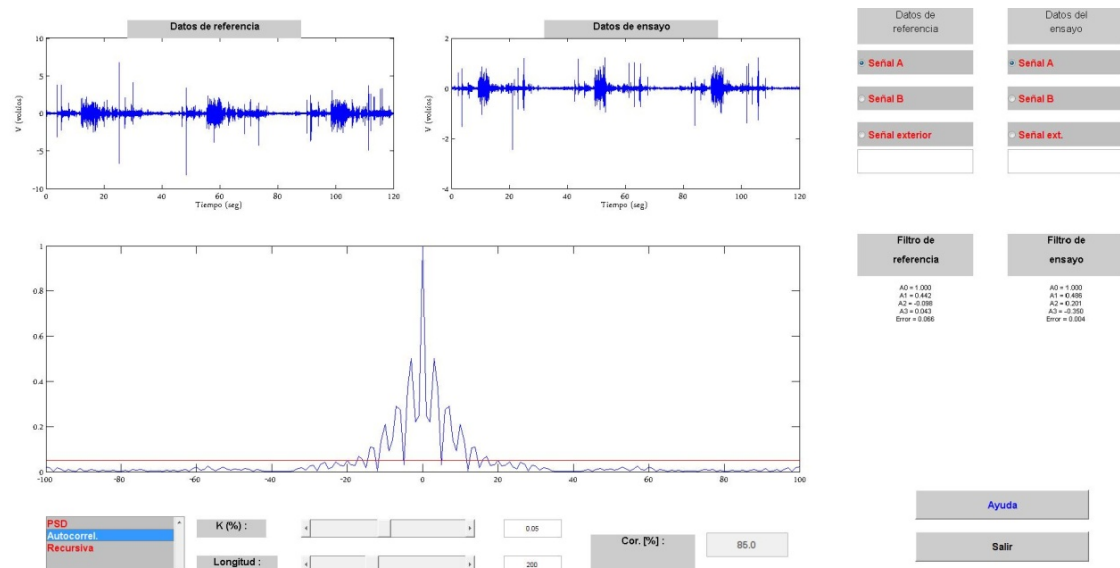


Figura 107: Autocorrelación entre las señales brue250b y d250b

Para una confiabilidad del 95% y una longitud de la función de correlación de 200, el grado de correlación es del 85%.

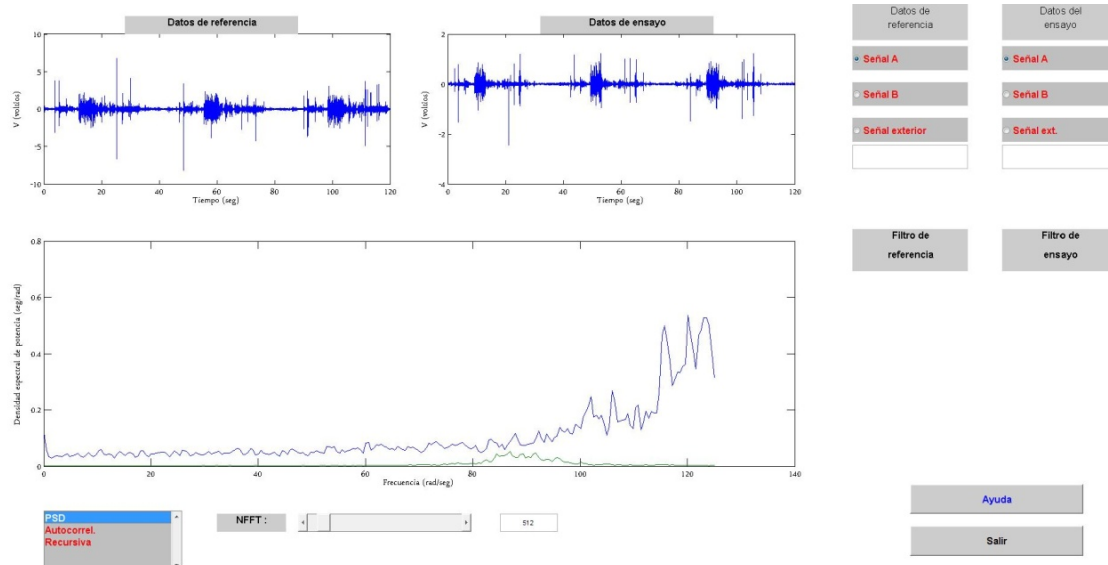


Figura 108: Función PSD para las señales brue250b y d250b

4.3.1.1.6 Comparación señales c250a y d250b

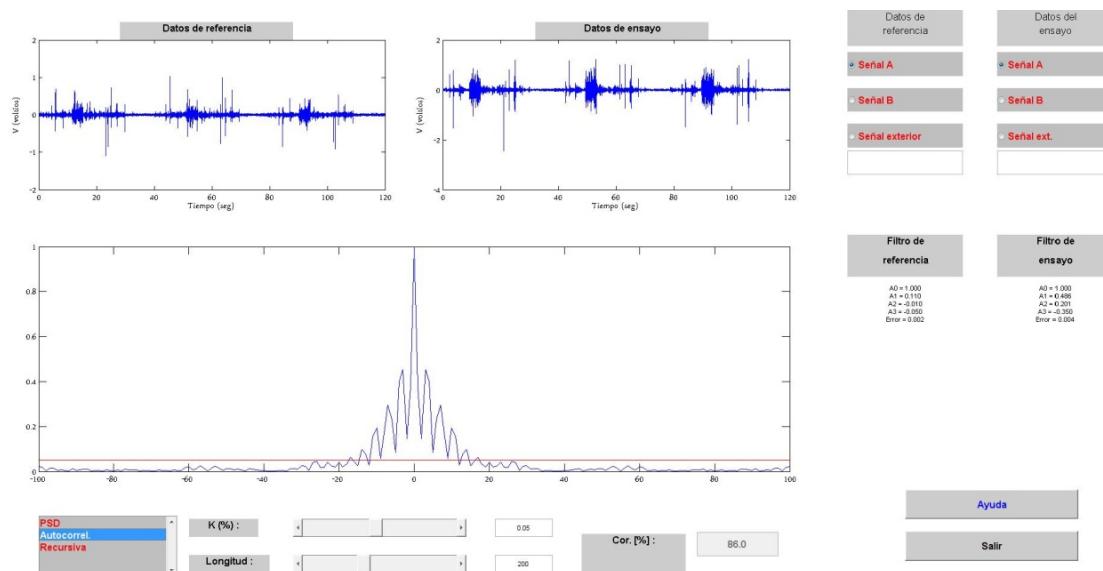


Figura 109: Autocorrelación entre las señales c250a y d250b

Para una confiabilidad del 95% y una longitud de la función de correlación de 200, el grado de correlación es del 86%.

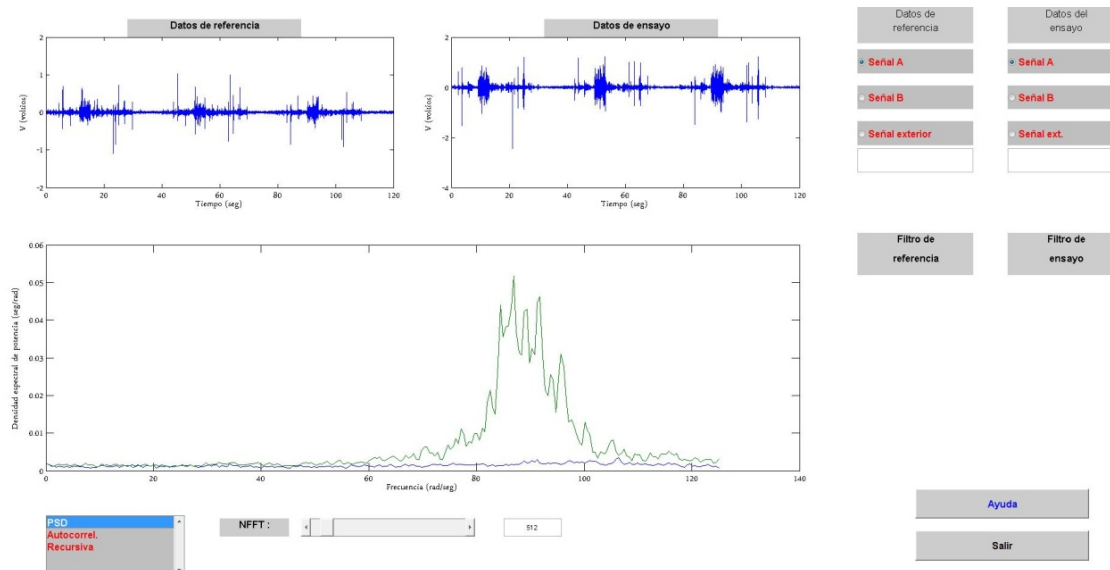


Figura 110: Función PSD para las señales c250a y d250b

4.3.1.2 Conclusión del análisis de tres ciclos de bañeras

Como se puede observar en los 6 análisis de autocorrelación, la correlación es superior al 85% en todos los casos para una confiabilidad del 95% y una longitud de la función de autocorrelación de 200.

Para el caso de la función PSD, se puede observar que en los casos que aparece la señal c250a, la densidad espectral de potencia permanece prácticamente plana. Si nos fijamos en la forma de onda, la amplitud es inferior al resto de las señales (los máximos medidos son $\pm 2V$).

4.3.2 Un ciclo de bañeras

Las señales que corresponden con un solo ciclo tienen una duración de 30 segundos. Los momentos característicos de cada señal son los mismos que en el apartado de tres ciclos de bañeras.

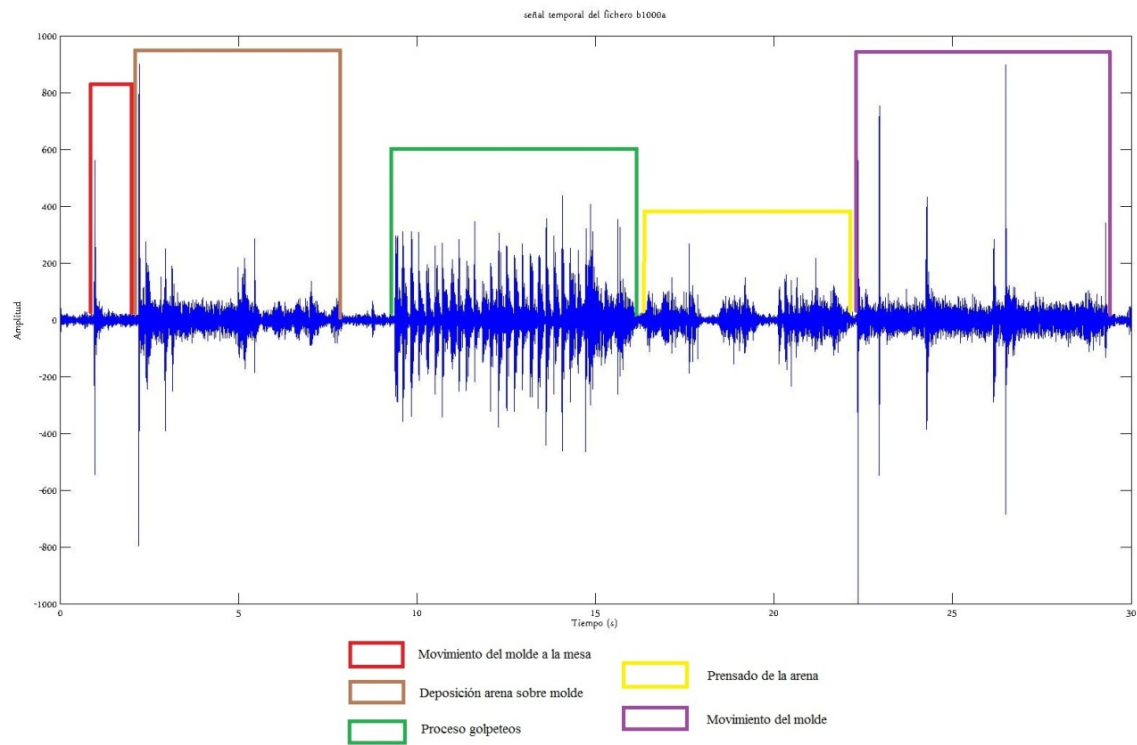


Figura 111: Forma de onda de un ciclo de bañera

A continuación se expone la forma de onda y el espectro de las cuatro señales que se emplean en un ciclo de bañera.

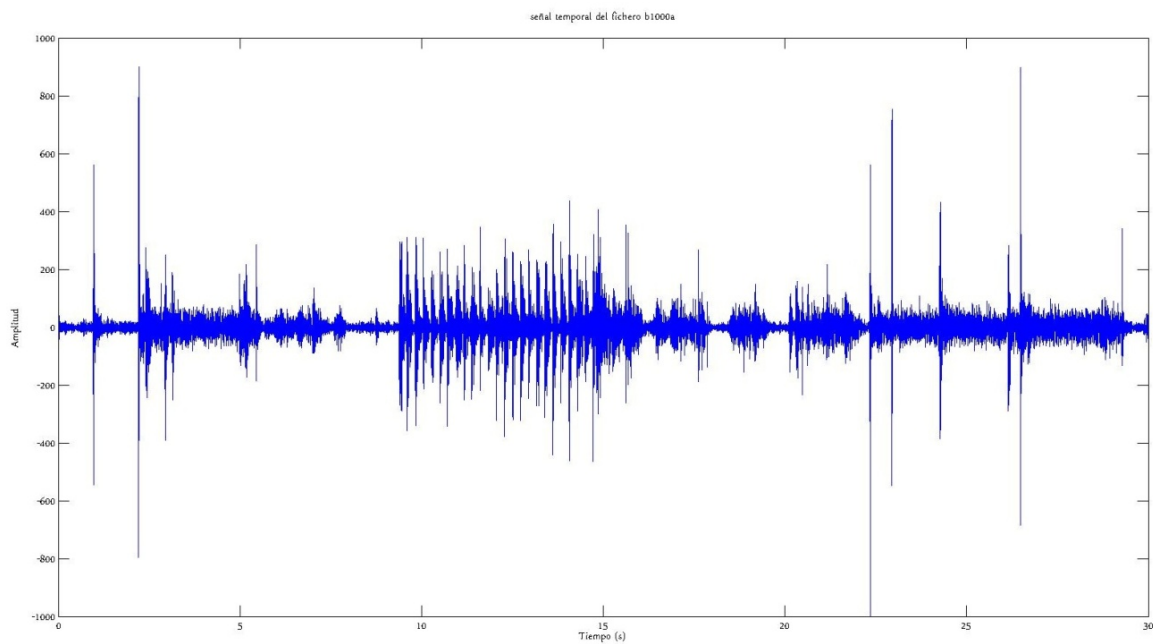


Figura 112: Forma de onda señal b1000a

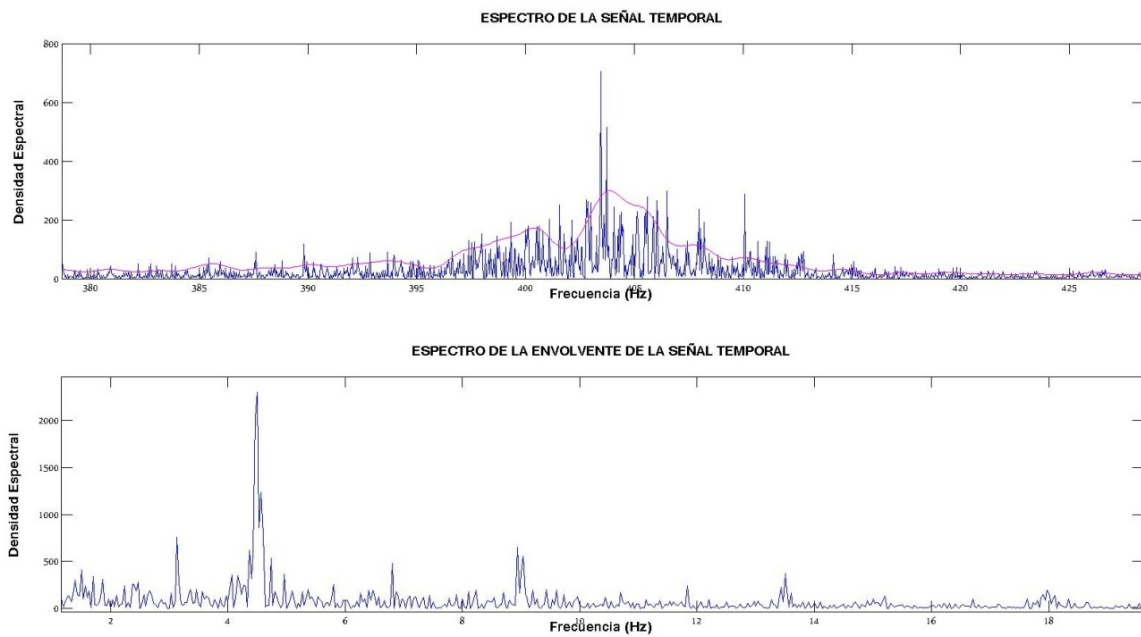


Figura 113: Espectro señal b1000a

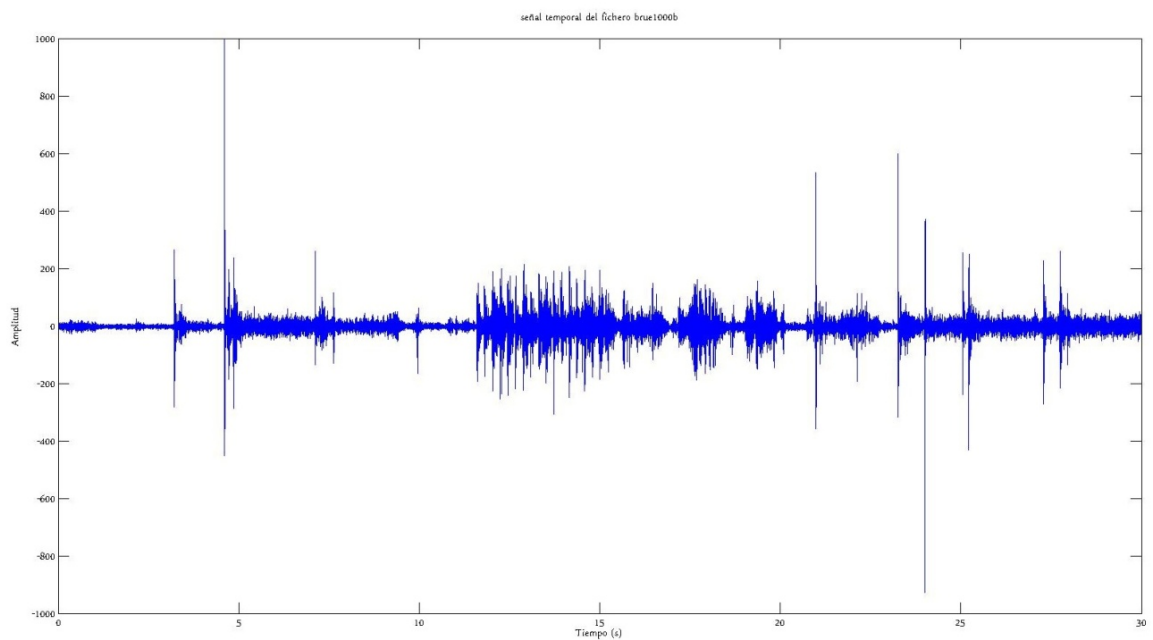


Figura 114: Forma de onda señal brue1000b

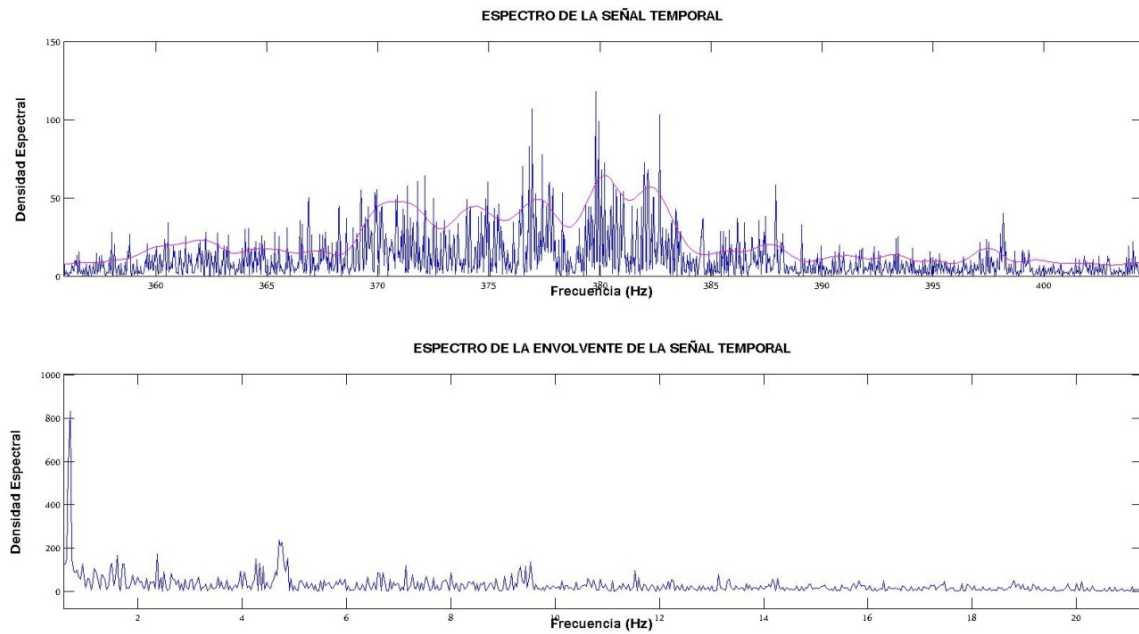


Figura 115: Espectro señal brue1000b

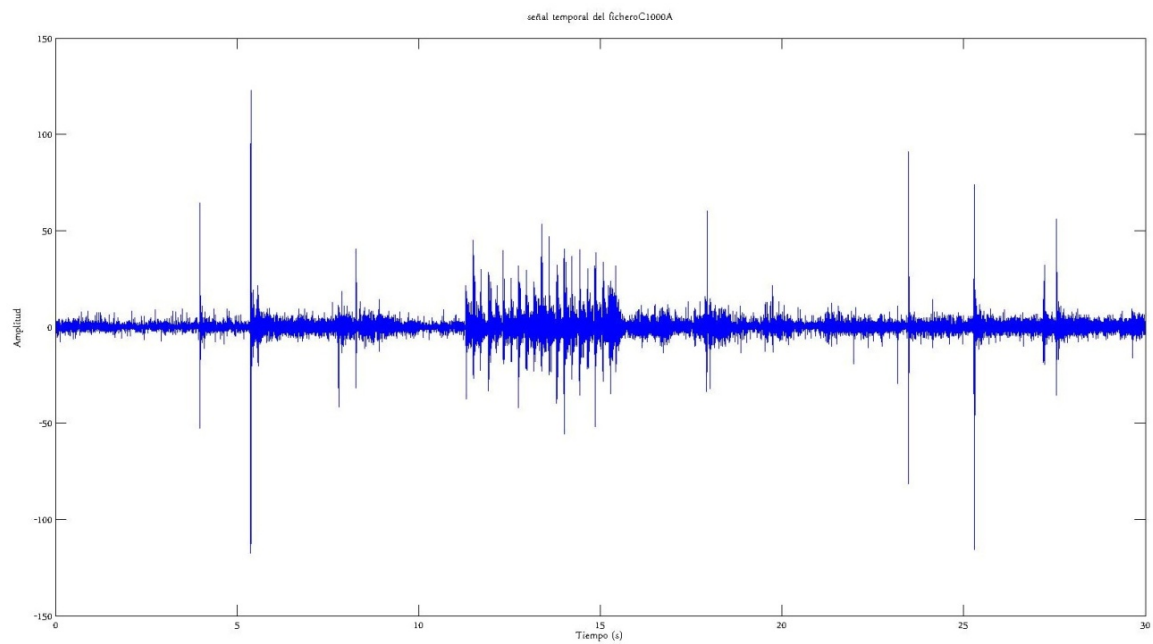


Figura 116: Forma de onda señal c1000a

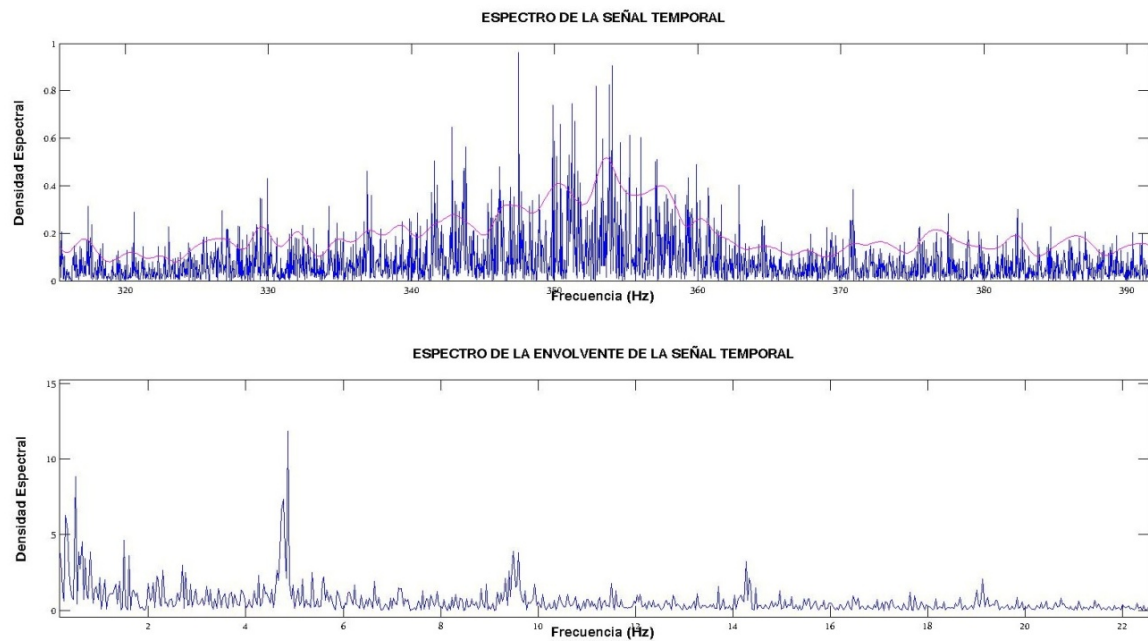


Figura 117: Espectro señal c1000a

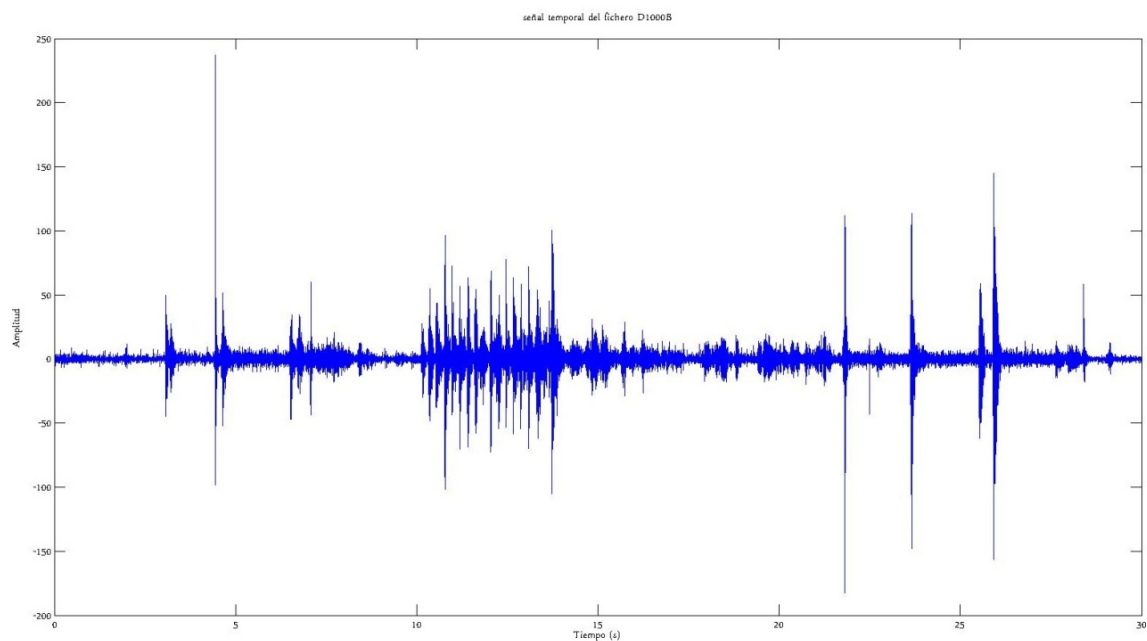


Figura 118: Forma de onda señal d1000b

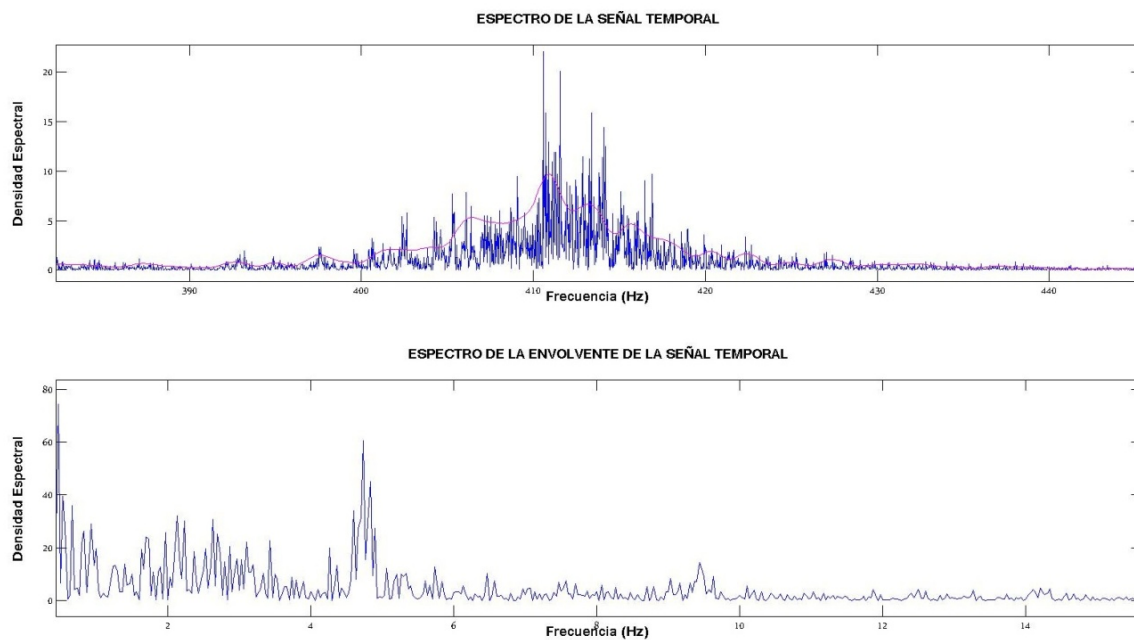


Figura 119: Espectro señal d1000b

4.3.2.1 Comparación señales de un ciclo de bañera

Al tener cuatro señales, se van a poder realizar 6 comparaciones distintas.

4.3.2.1.1 Comparación señales b1000a y brue1000b

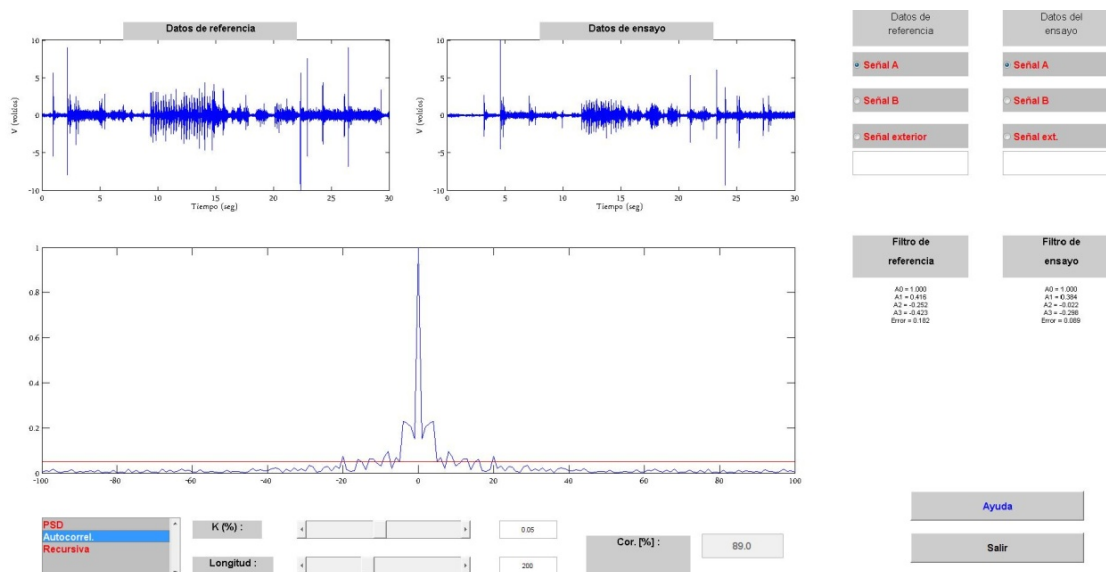


Figura 120: Autocorrelación entre las señales b1000a y brue1000b

Para una confiabilidad del 95% y una longitud de la función de correlación de 200, el grado de correlación es del 89%.

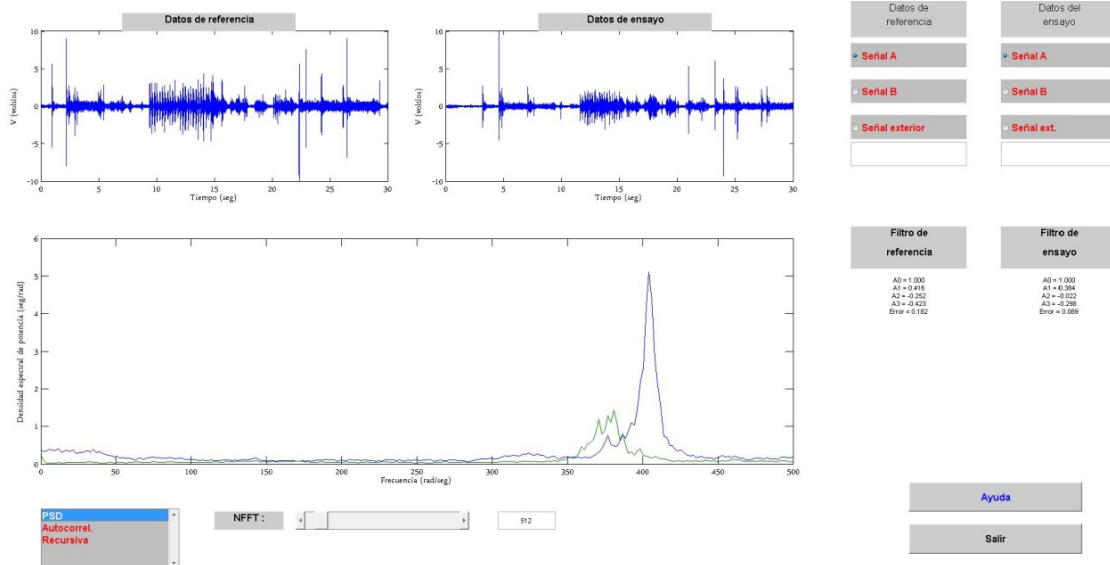


Figura 121: Función PSD para las señales b1000a y brue1000b

4.3.2.1.2 Comparación señales b1000a y c1000a

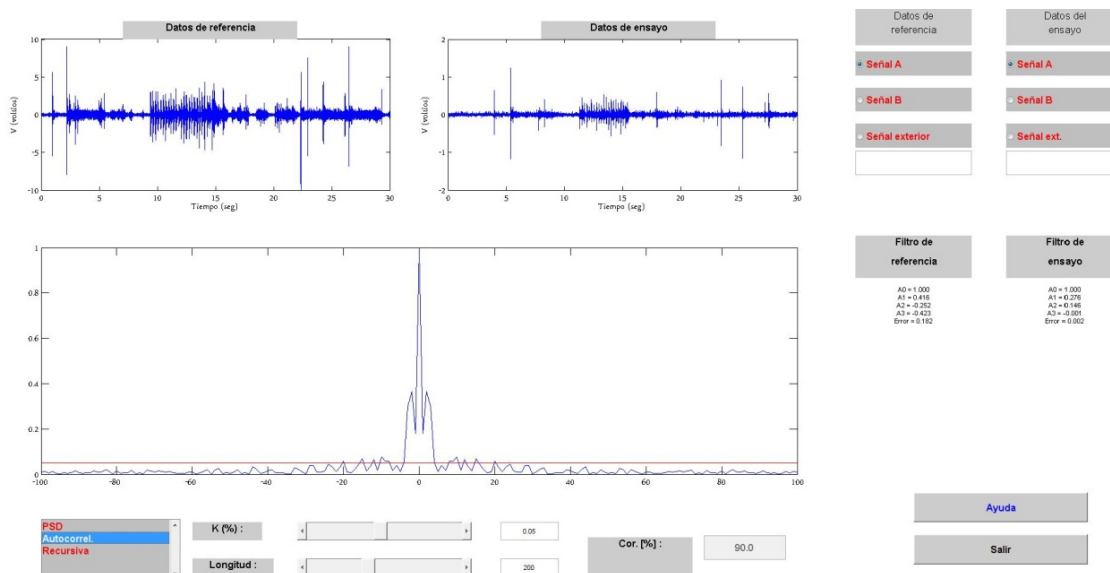


Figura 122: Autocorrelación entre las señales b1000a y c1000a

Para una confiabilidad del 95% y una longitud de la función de correlación de 200, el grado de correlación es del 90%.

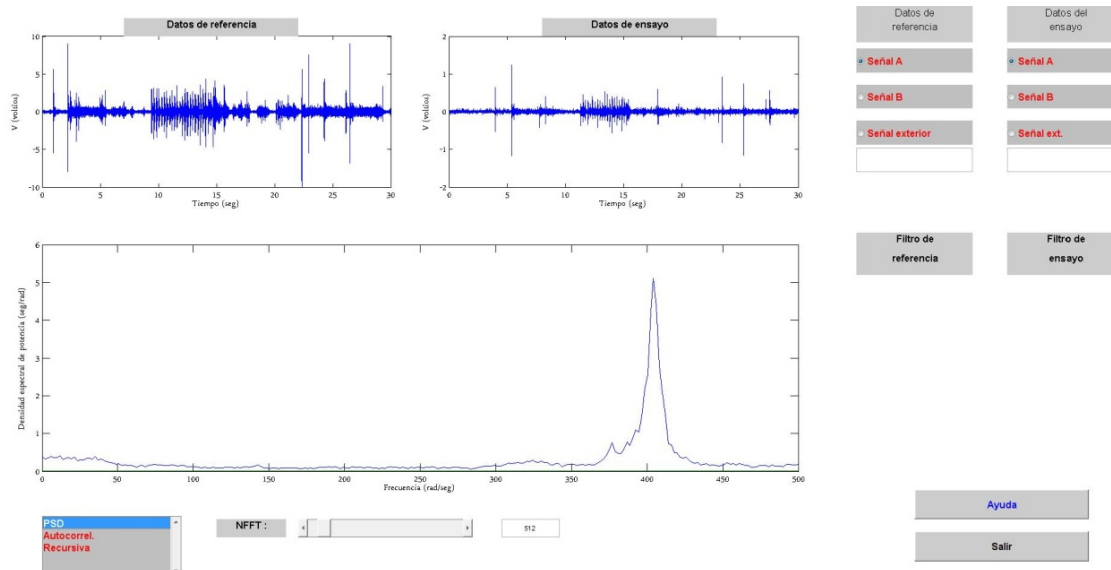


Figura 123: Función PSD para las señales b1000a y c1000a

En este caso la amplitud de la señal c1000a es de menor intensidad que para la señal b1000a, con lo que su función PSD (de color verde) parece ser plana.

4.3.2.1.3 Comparación señales b1000a y d1000b

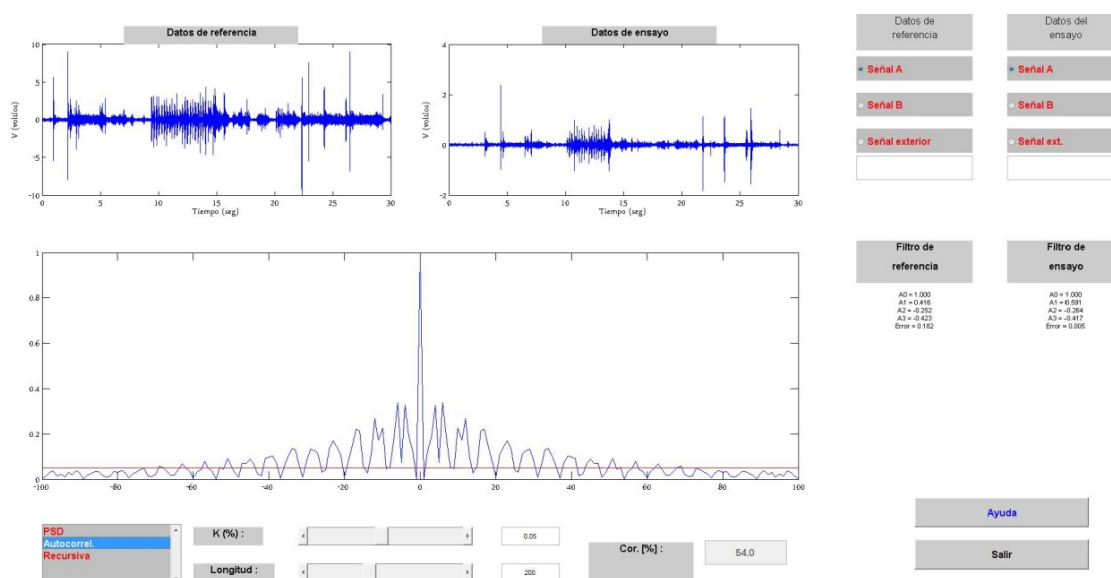


Figura 124: Autocorrelación entre las señales b1000a y d1000b

Para una confiabilidad del 95% y una longitud de la función de correlación de 200, el grado de correlación es del 54%.

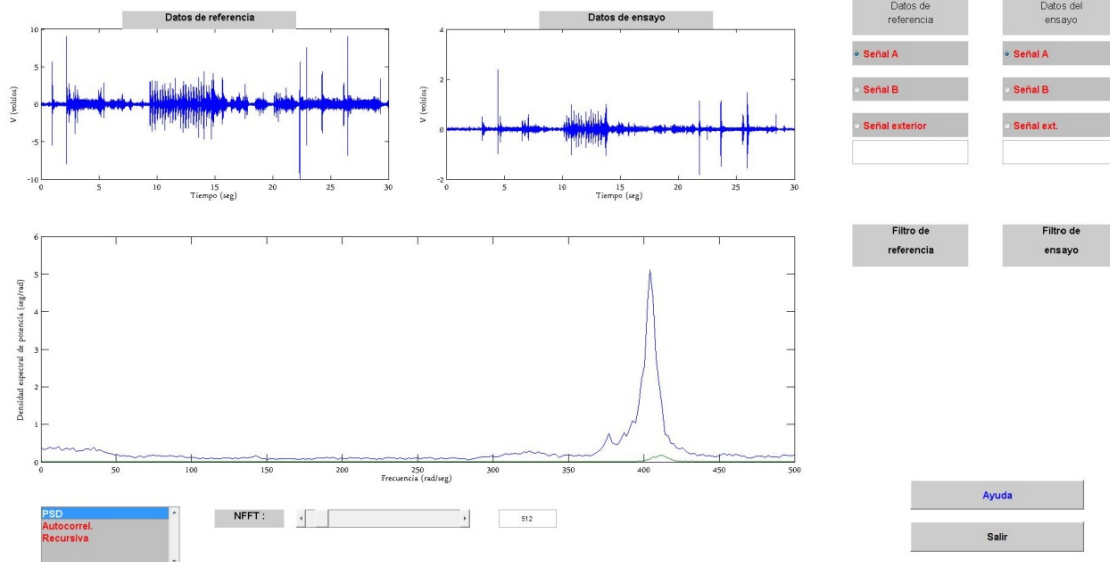


Figura 125: Función PSD para las señales b1000a y d1000b

4.3.2.1.4 Comparación señales brue1000b y c1000a

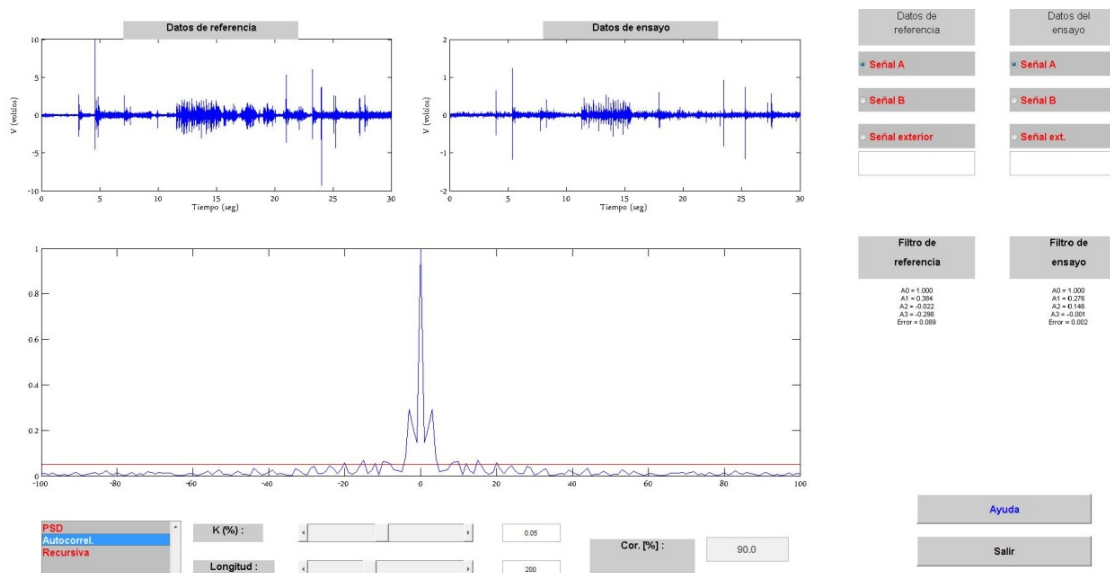


Figura 126: Autocorrelación entre las señales brue1000b y c1000a

Para una confiabilidad del 95% y una longitud de la función de correlación de 200, el grado de correlación es del 90%.

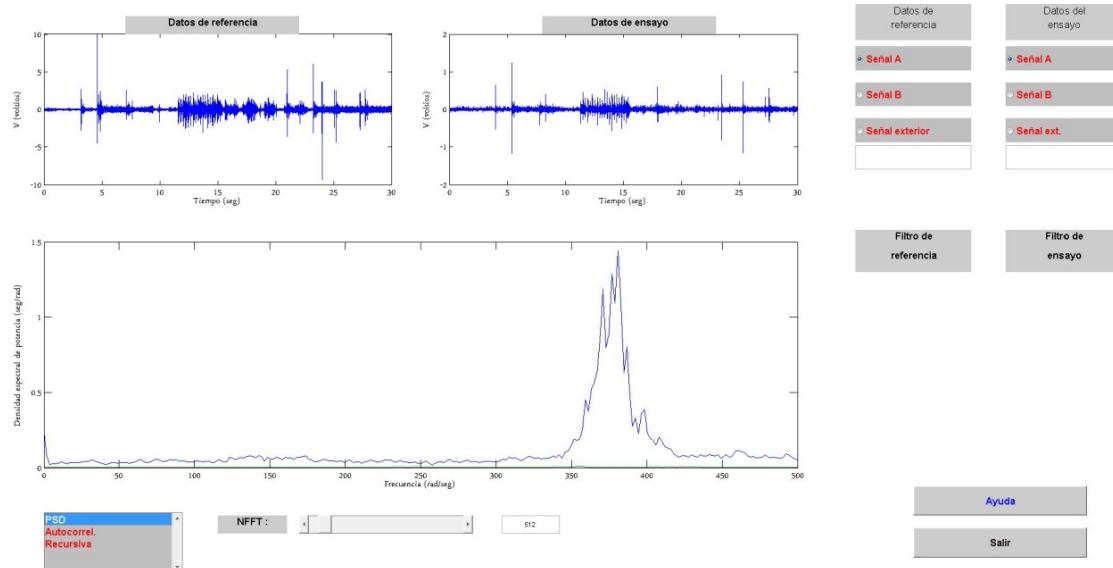


Figura 127: Función PSD para las señales brue1000b y c1000a

Al igual que en el apartado 4.3.2.1.2, el PSD de la señal c1000a parece plano por la diferencia de amplitud en la medición.

4.3.2.1.5 Comparación señales brue1000b y d1000b

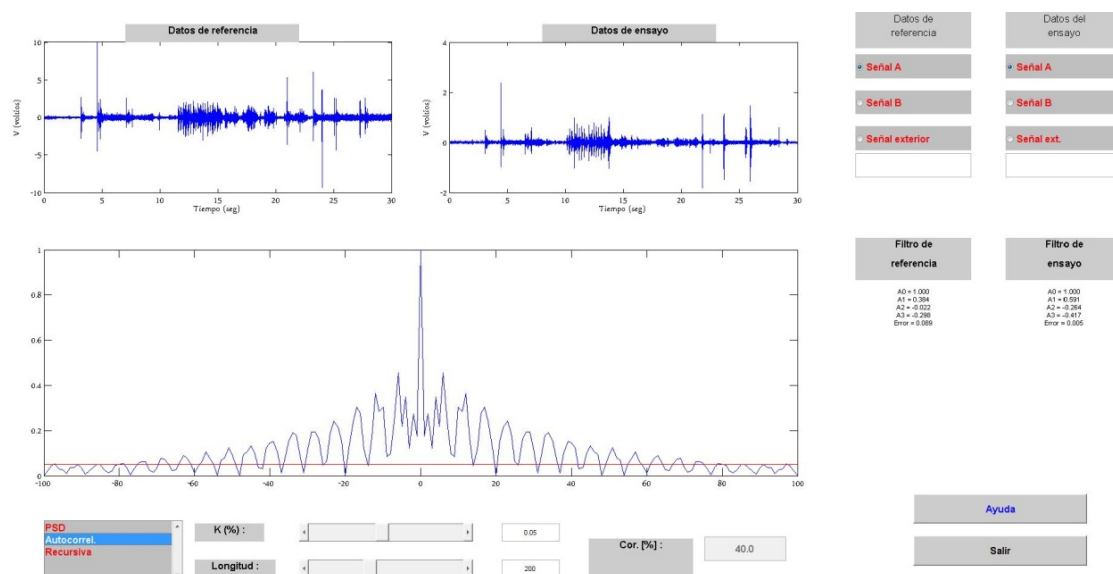


Figura 128: Autocorrelación entre las señales brue1000b y d1000b

Para una confiabilidad del 95% y una longitud de la función de correlación de 200, el grado de correlación es del 40%.

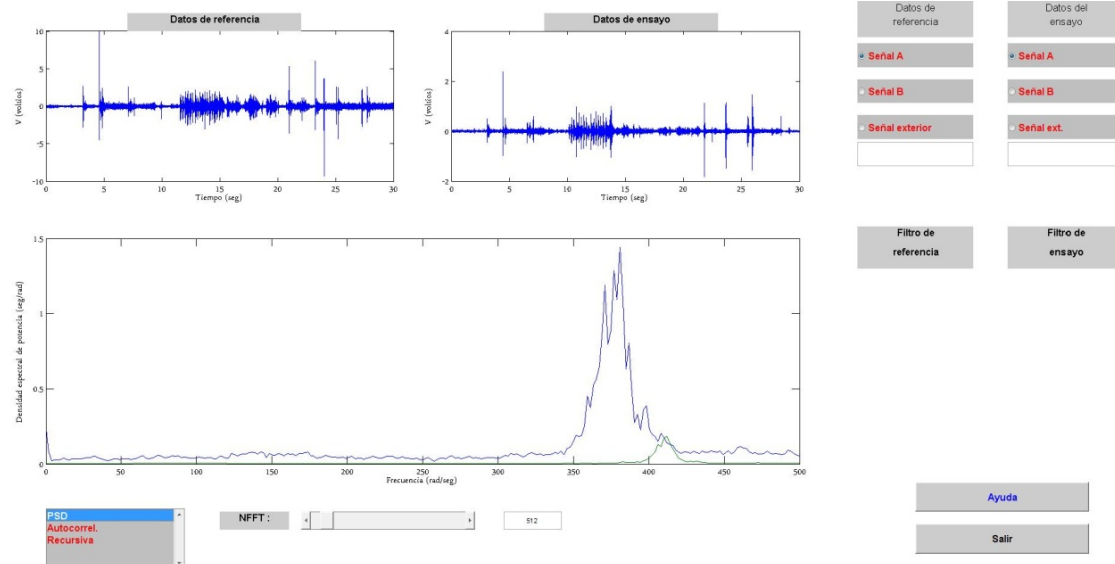


Figura 129: Función PSD para las señales brue1000b y d1000b

4.3.2.1.6 Comparación señales c1000a y d1000b

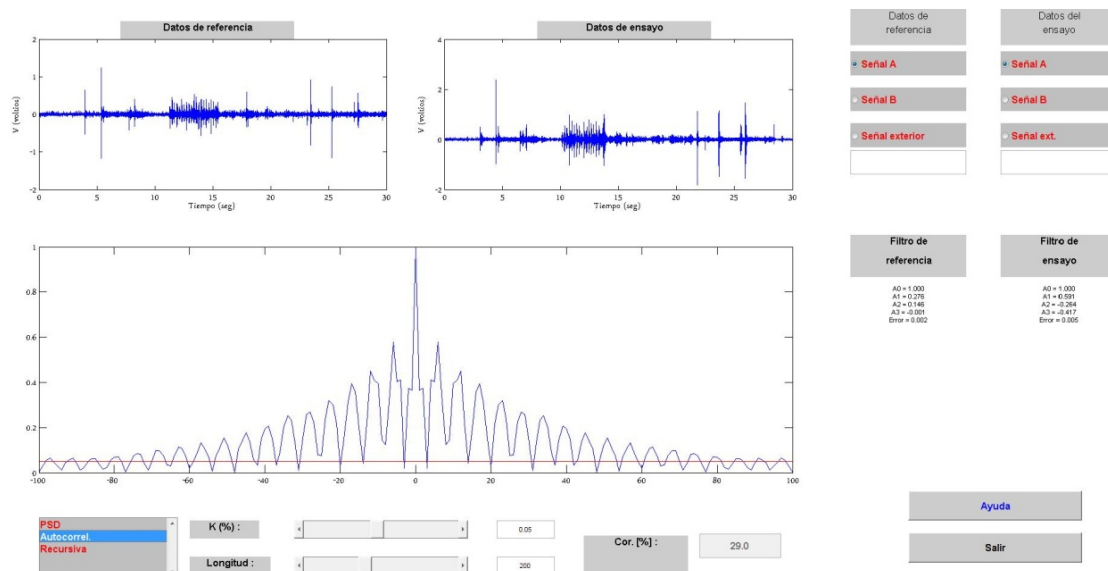


Figura 130: Autocorrelación entre las señales c1000a y d1000b

Para una confiabilidad del 95% y una longitud de la función de correlación de 200, el grado de correlación es del 29%.

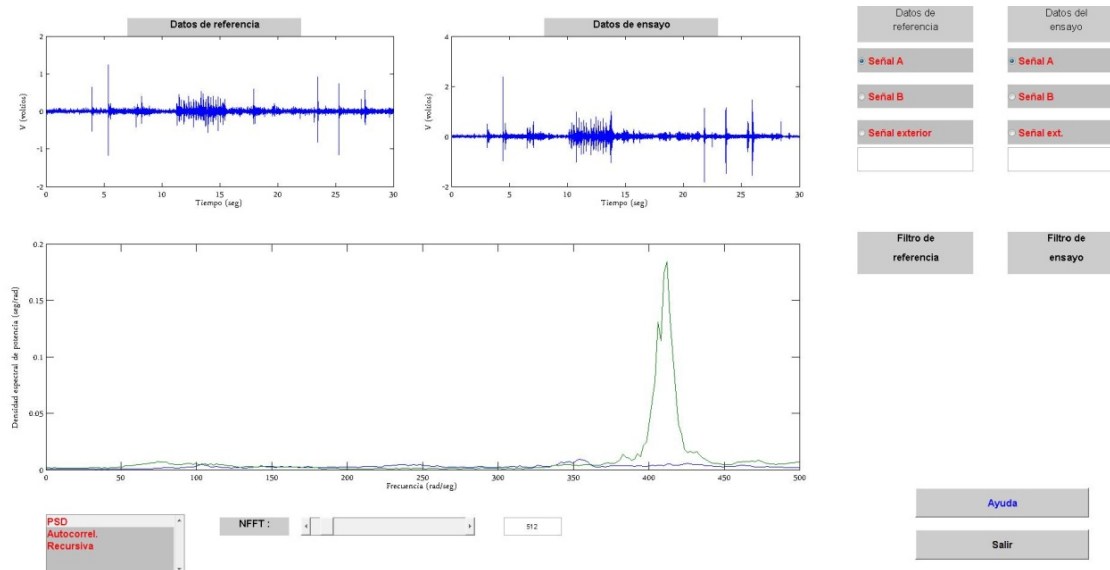


Figura 131: Función PSD para las señales c1000a y d1000b

4.3.2.2 Conclusión del análisis de un ciclo de bañera

Como se puede observar en los análisis de autocorrelación, la correlación es superior al 89% en todos los casos que no se emplea la señal d1000b para una confiabilidad del 95% y una longitud de la función de autocorrelación de 200. En los casos que se emplea la señal d1000b con los parámetros anteriores, el grado de correlación desciende hasta el 29%. Para el análisis de autocorrelación de los apartados 4.3.2.1.3 y 4.3.2.1.5 si se conserva la confiabilidad al 95% y se duplica la longitud de la función de autocorrelación hasta 400, se obtienen grados de correlación por encima del 70%.

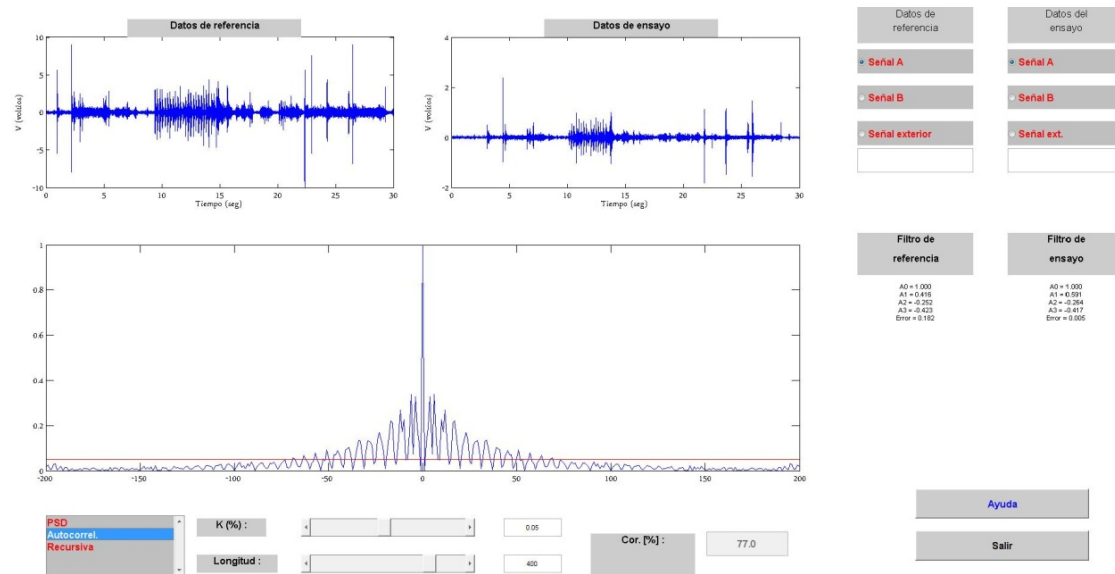


Figura 132: Autocorrelación entre las señales b1000a y d1000b para una longitud de la función de correlación de 400

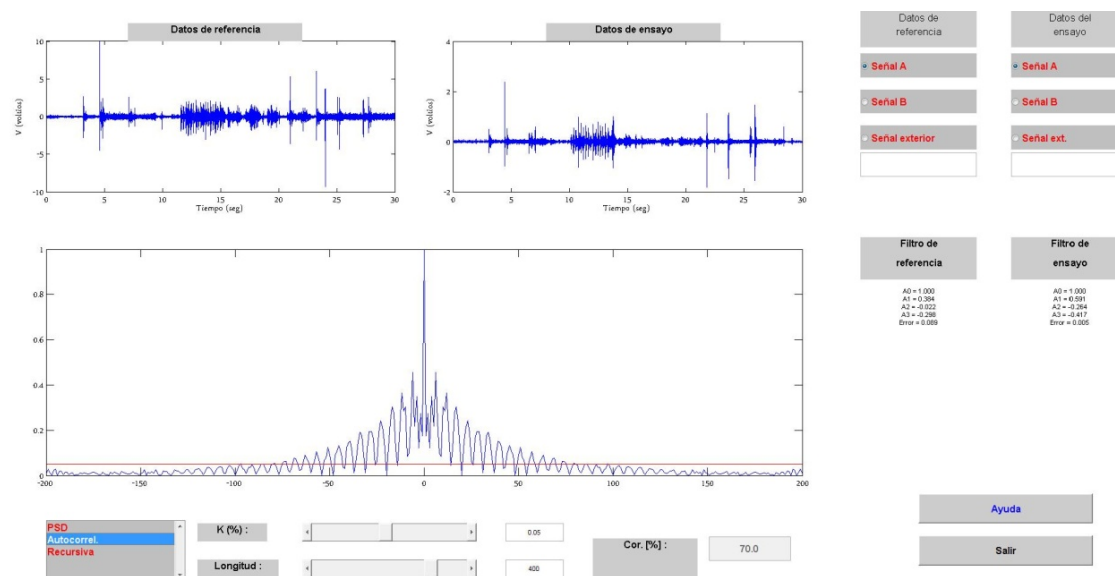


Figura 133: Autocorrelación entre las señales brue1000b y d1000b para una longitud de la función de correlación de 400

Para el análisis de la autocorrelación del apartado 4.3.2.1.6 si se quiere obtener una correlación superior al 70%, hay que aumentar la longitud de la función de autocorrelación hasta 500 (es el límite del programa).

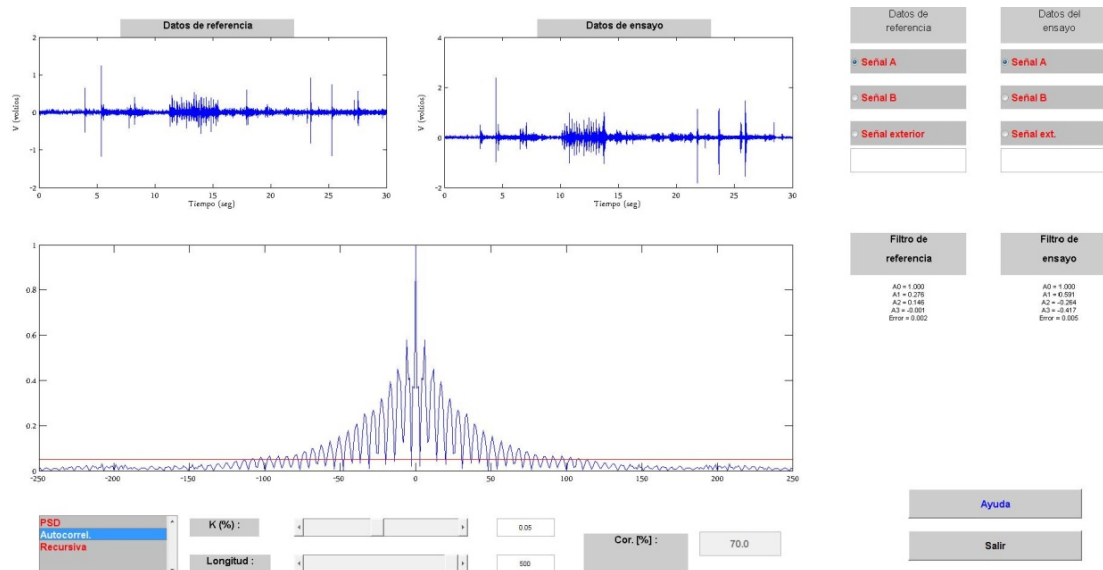


Figura 134: Autocorrelación entre las señales c1000a y d1000b para una longitud de la función de correlación de 500

Para el caso de la función PSD, se puede observar que en los casos que aparece la señal c1000a, la densidad espectral de potencia permanece prácticamente plana. Si nos fijamos en la forma de onda, la amplitud es inferior al resto de las señales (los máximos medidos son $\pm 1.4V$).

4.3.3 Proceso golpeteos

El proceso de golpeteos es quizás el proceso más crítico de cara a un posible defecto en la fabricación de la bañera, por eso a este proceso se le realiza un análisis más exhaustivo. El análisis consta de 3 grupos diferentes de señales:

- El primero son cuatro señales típicas del proceso de golpeteos con una duración de 5 segundos, con lo que se pueden realizar seis análisis distintos.
- El segundo grupo consta de dos señales que tienen una duración de 5 segundos, de las cuales una tiene arena cuando se le realiza el proceso de golpeteos y la otra no; y otras dos señales que tienen una duración de 15 segundos y al igual que en el caso anterior una tiene arena y la otra no. En este grupo se realizarán dos análisis distintos.
- El tercer grupo consta de dos señales que tienen una duración de 1,5 segundos. Estas señales muestran una ampliación del proceso de golpeteos para verlos con mayor resolución. En este grupo se realiza un único análisis entre las dos señales.

Teniendo en cuenta los distintos grupos de golpeteos, en total se van a realizar nueve análisis distintos.

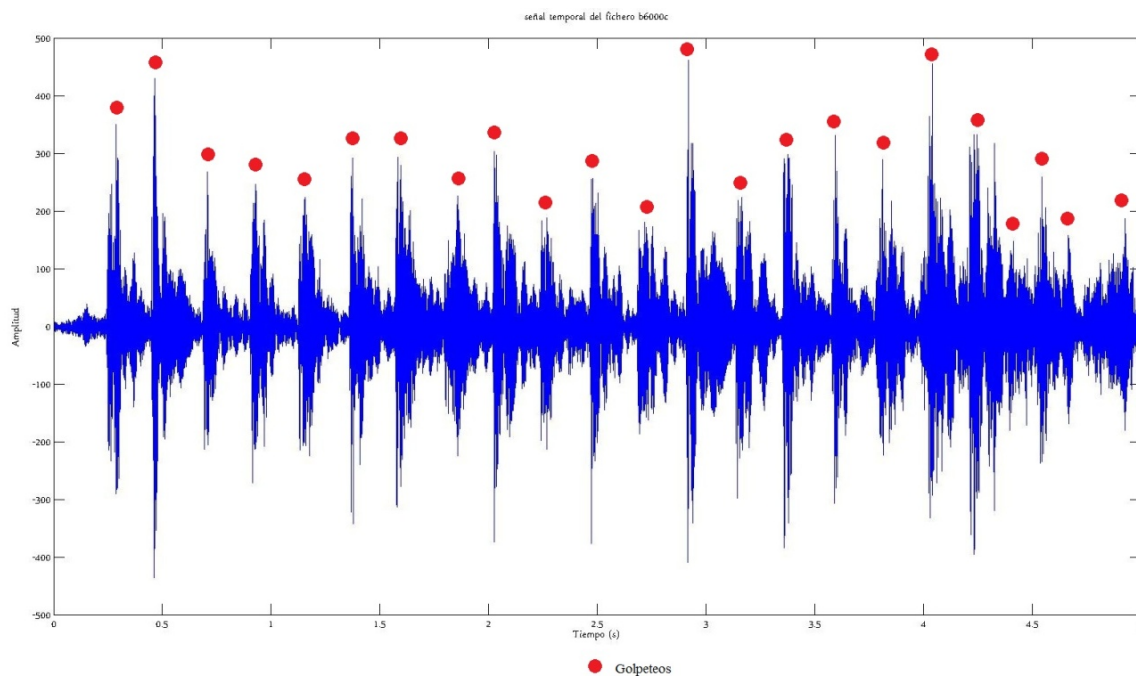


Figura 135: Forma de onda de un proceso de golpeteos

A continuación se expone la forma de onda y el espectro de las diez señales que se emplean en el proceso de golpeteos.

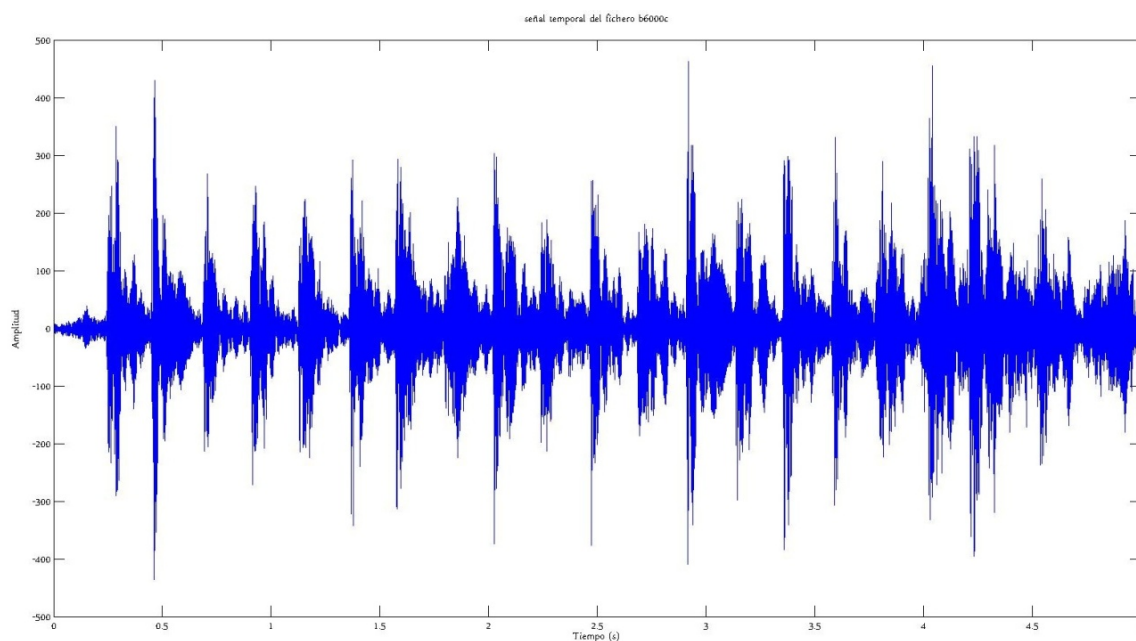


Figura 136: Forma de onda señal b6000c

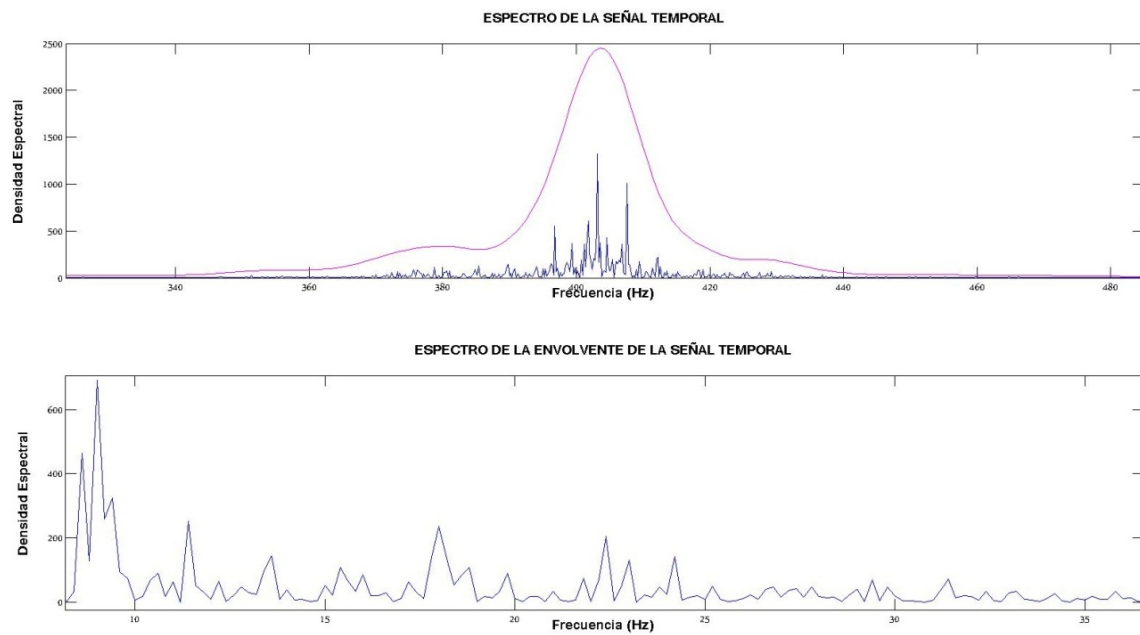


Figura 137: Espectro señal b6000c

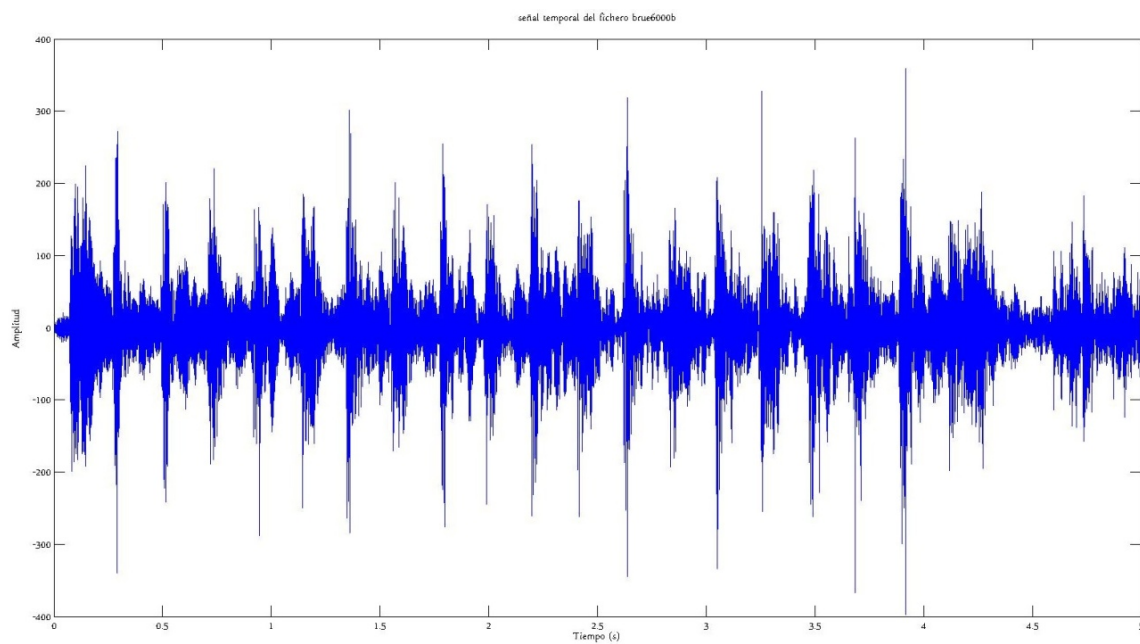


Figura 138: Forma de onda señal brue6000b

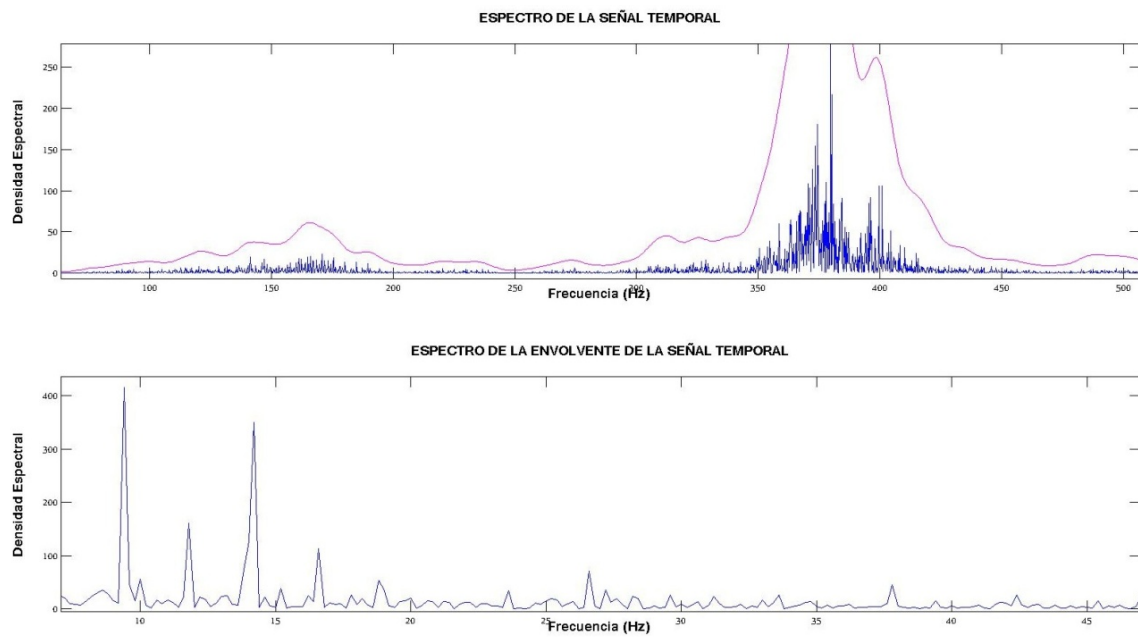


Figura 139: Espectro señal brue6000b

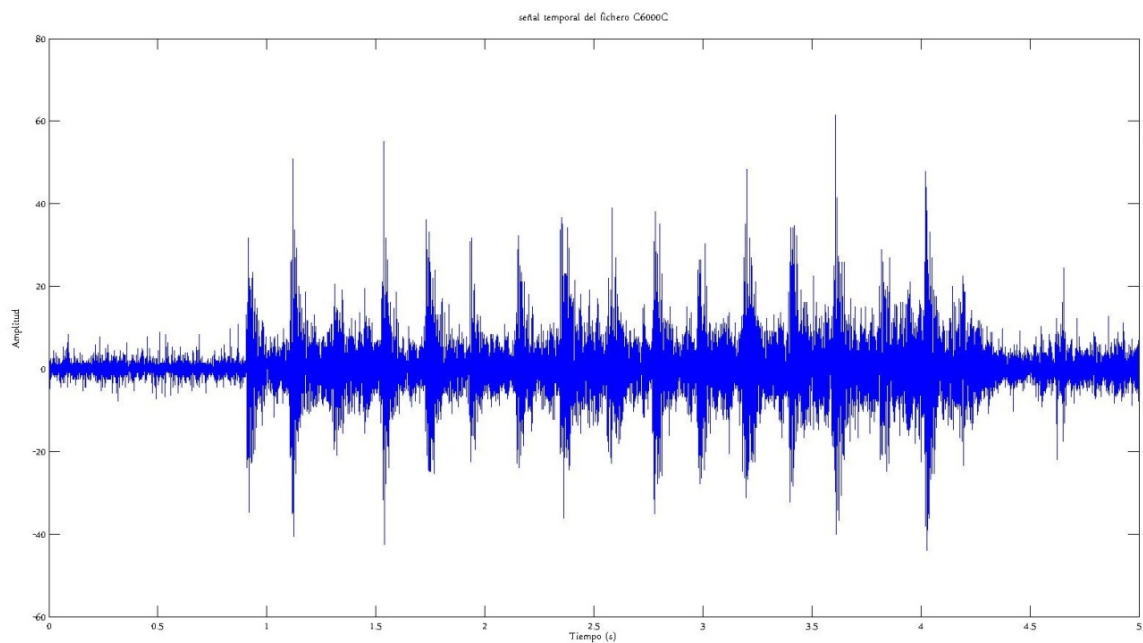


Figura 140: Forma de onda señal c6000c

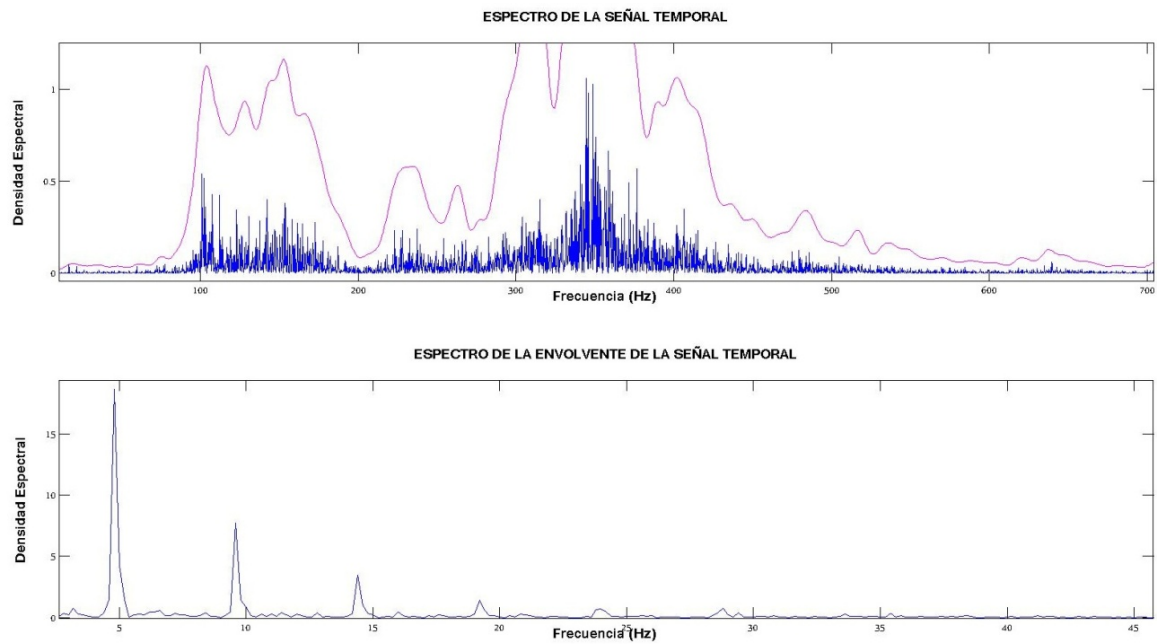


Figura 141: Espectro señal c6000c

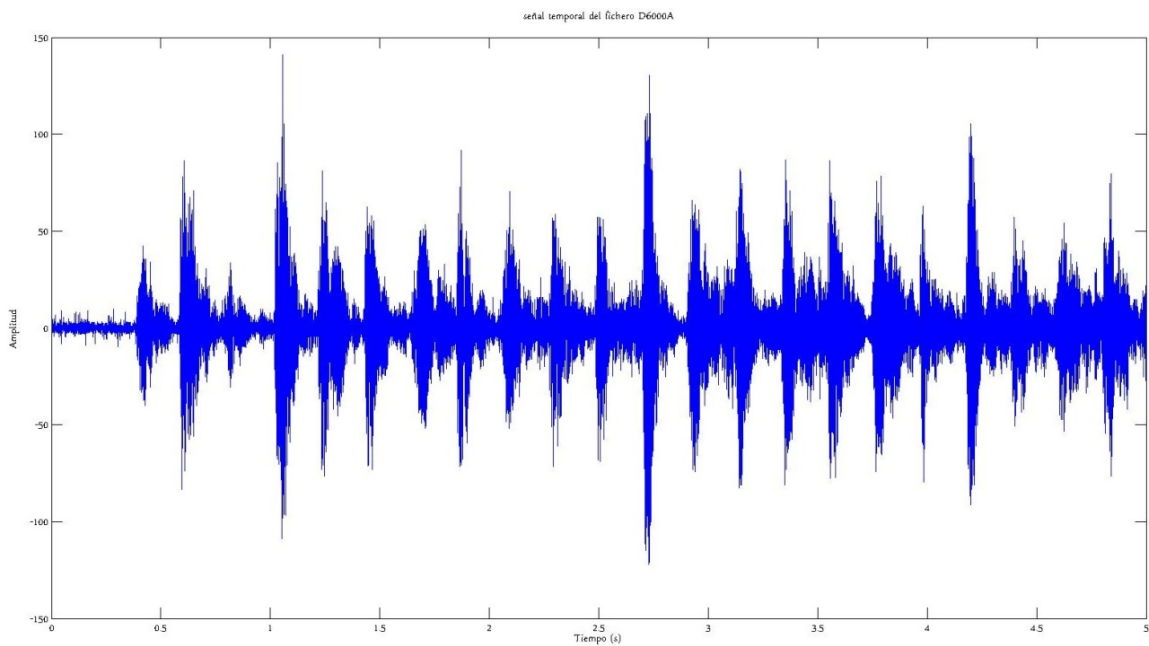


Figura 142: Forma de onda señal d6000a

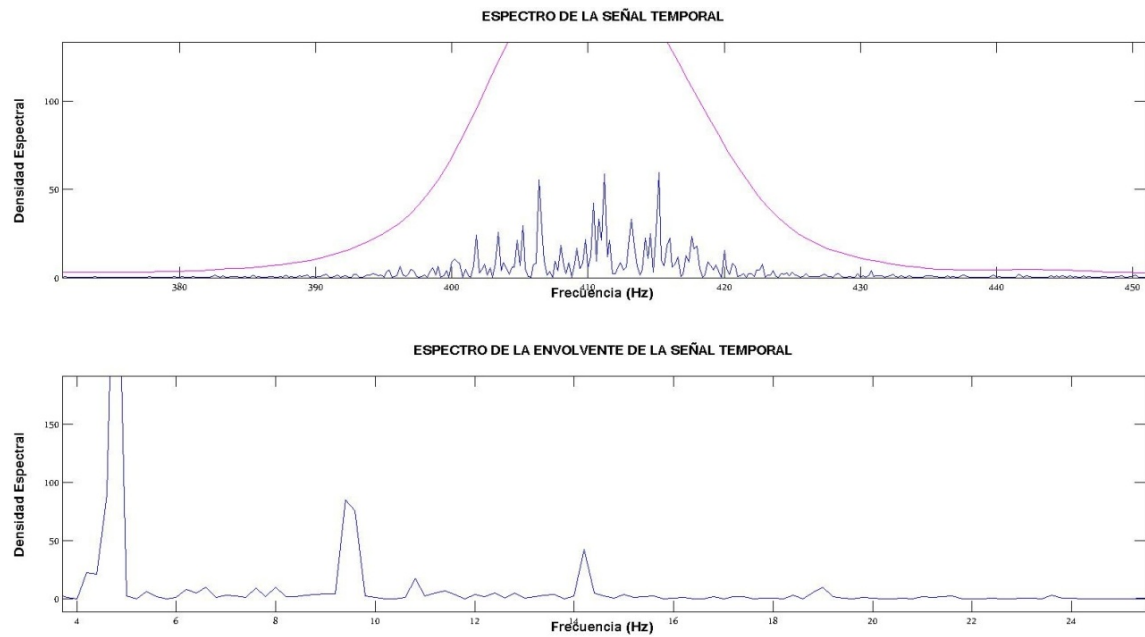


Figura 143: Espectro señal d6000a

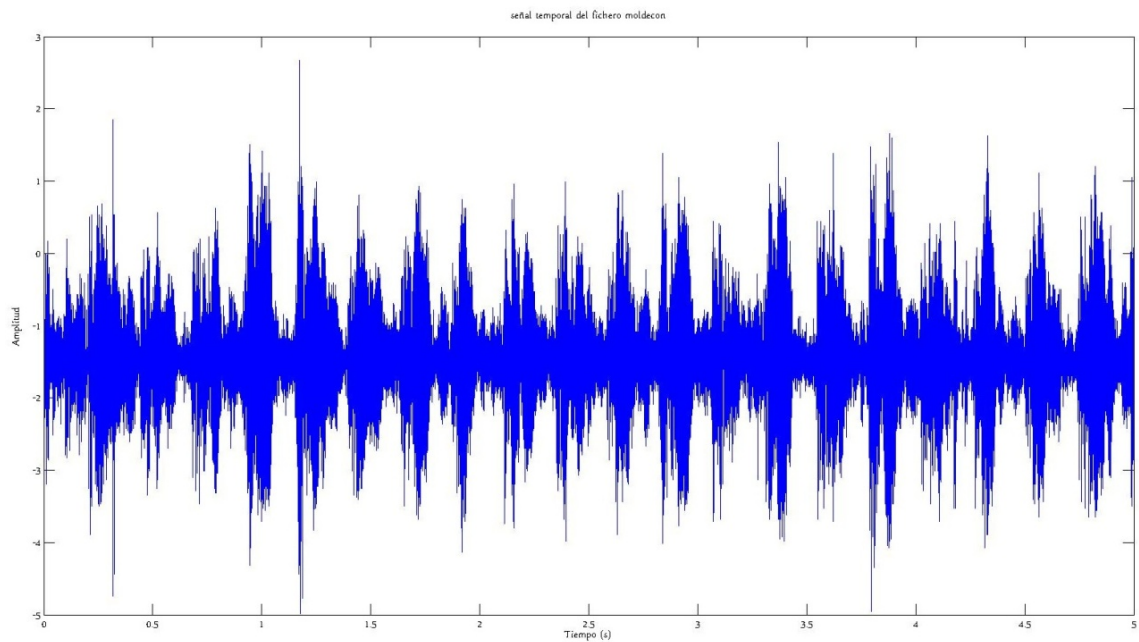


Figura 144: Forma de onda señal moldecon

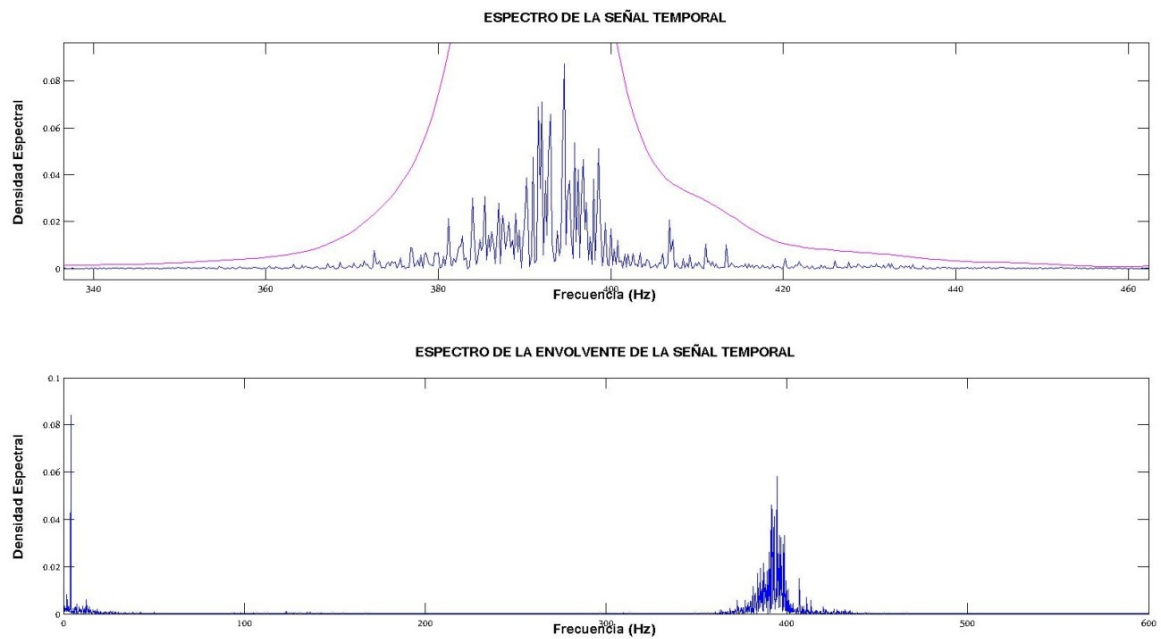


Figura 145: Espectro señal moldecon

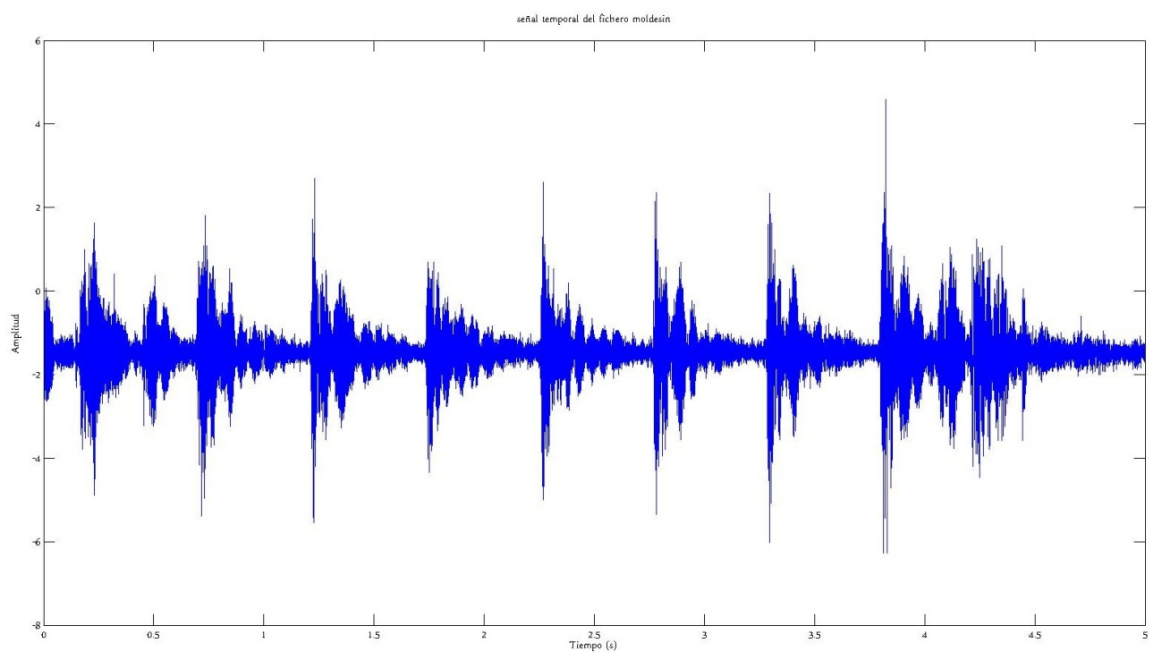


Figura 146: Forma de onda señal moldesin

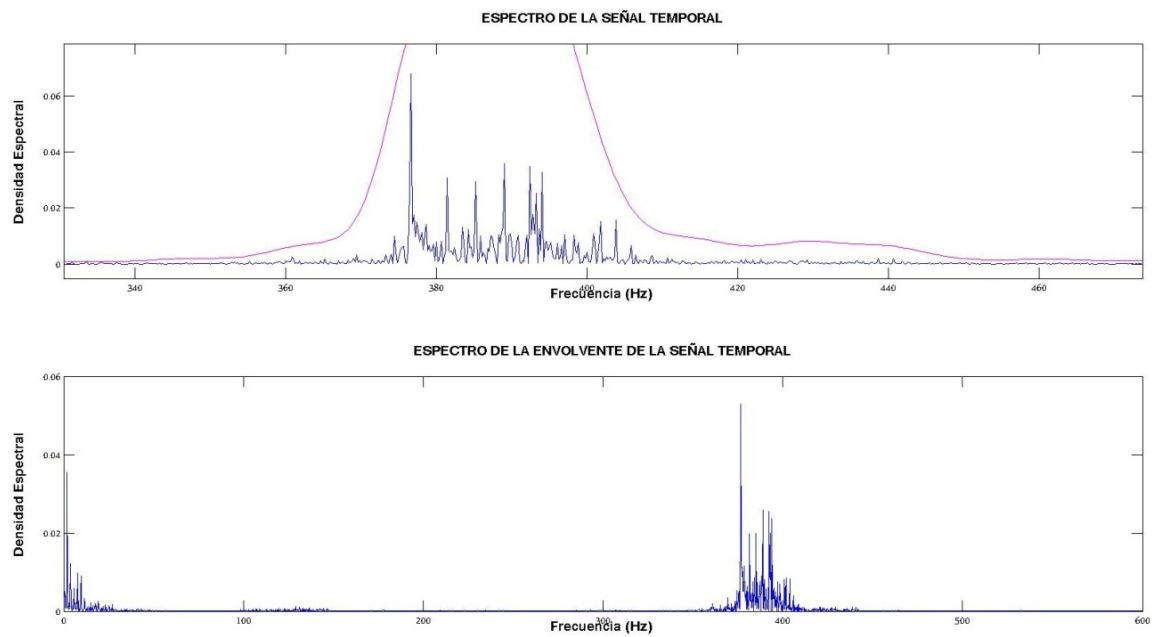


Figura 147: Espectro señal moldesin

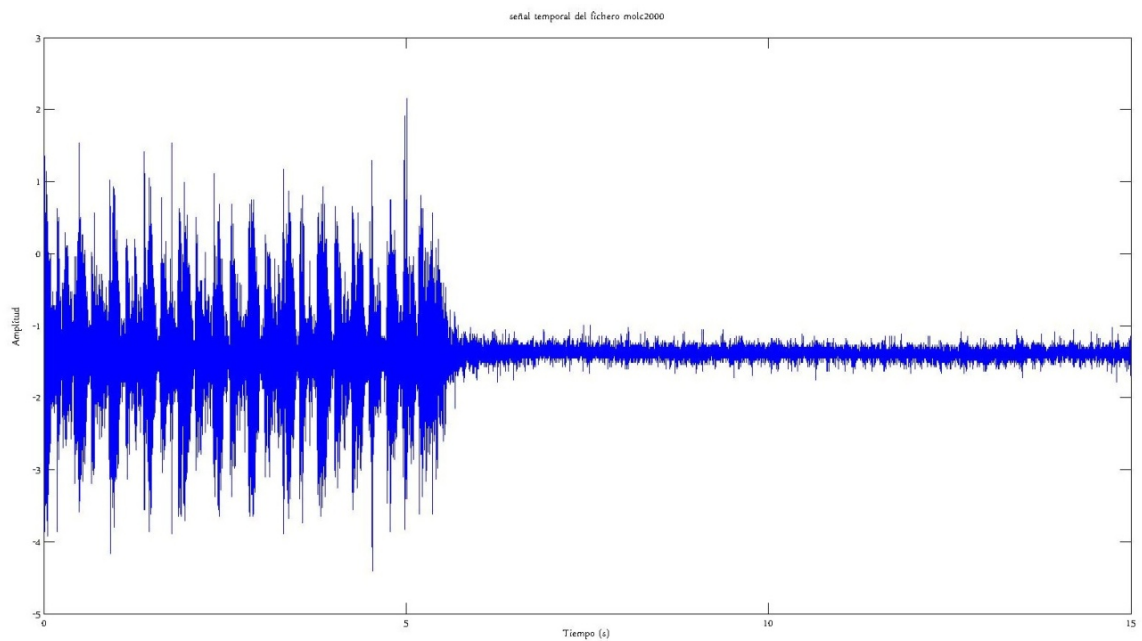


Figura 148: Forma de onda señal molc2000

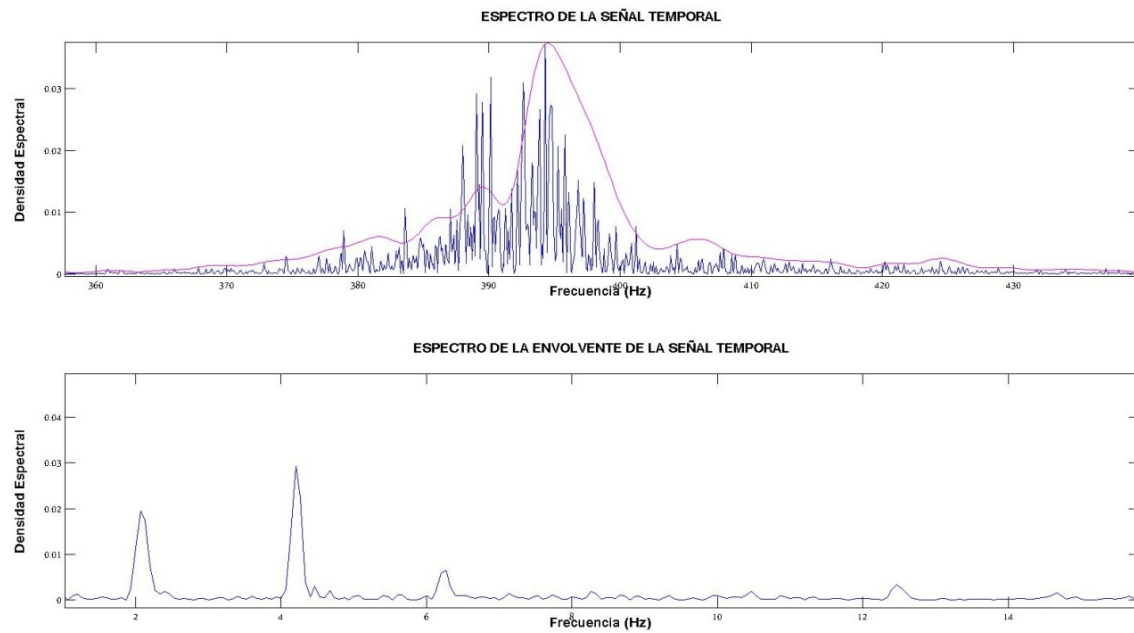


Figura 149: Espectro señal molc2000

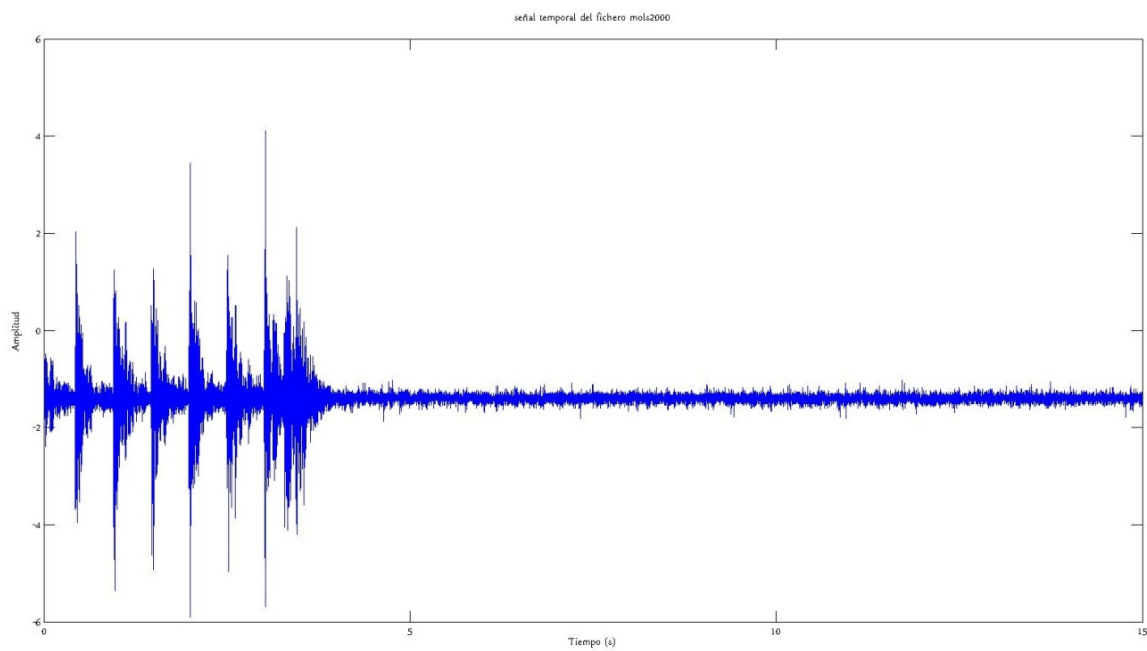


Figura 150: Forma de onda señal mols2000

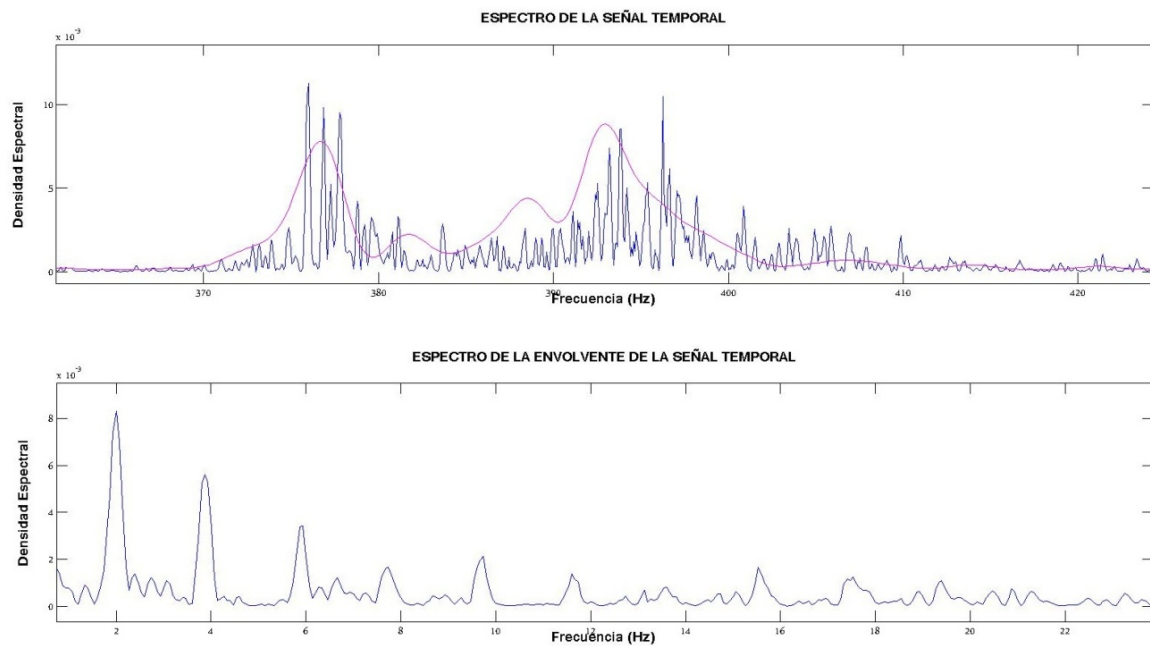


Figura 151: Espectro señal mols2000

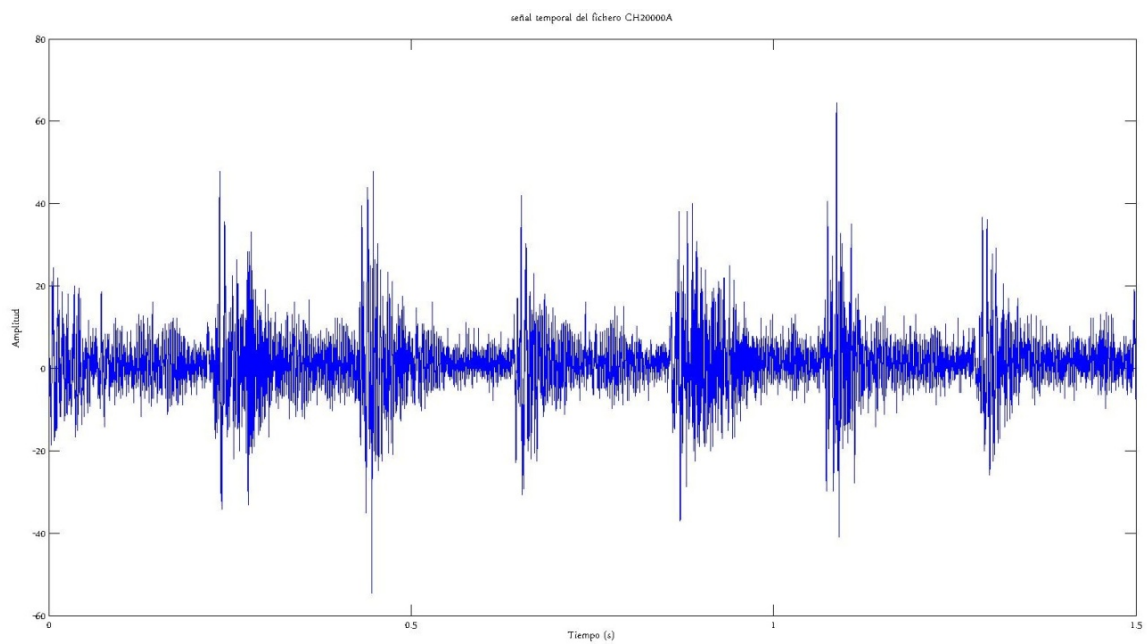


Figura 152: Forma de onda señal ch20000a

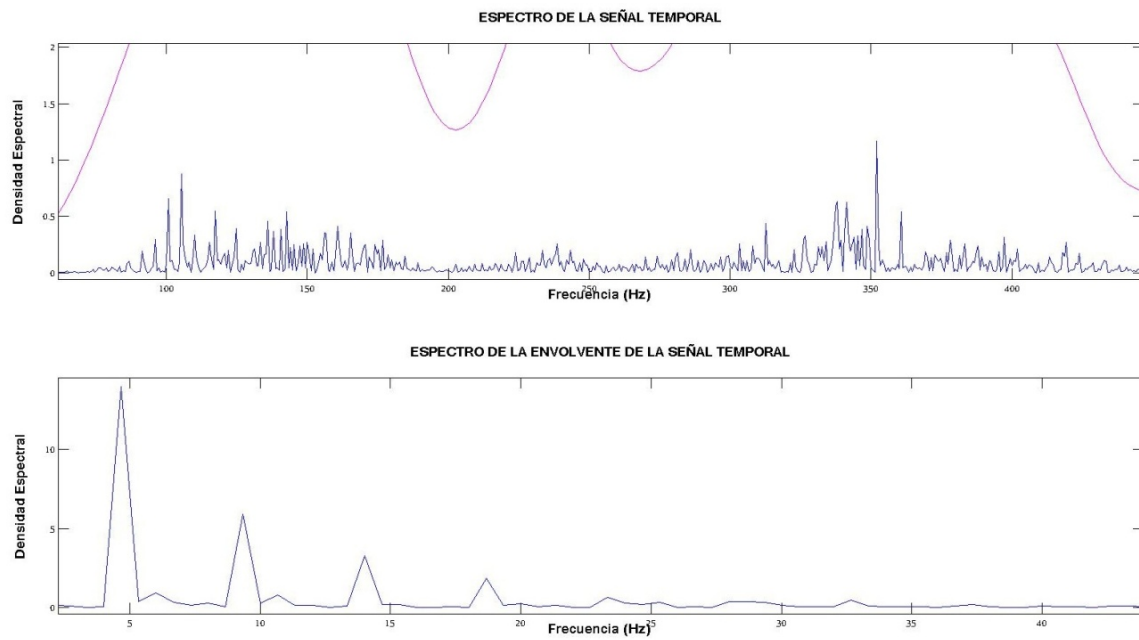


Figura 153: Espectro señal ch20000a

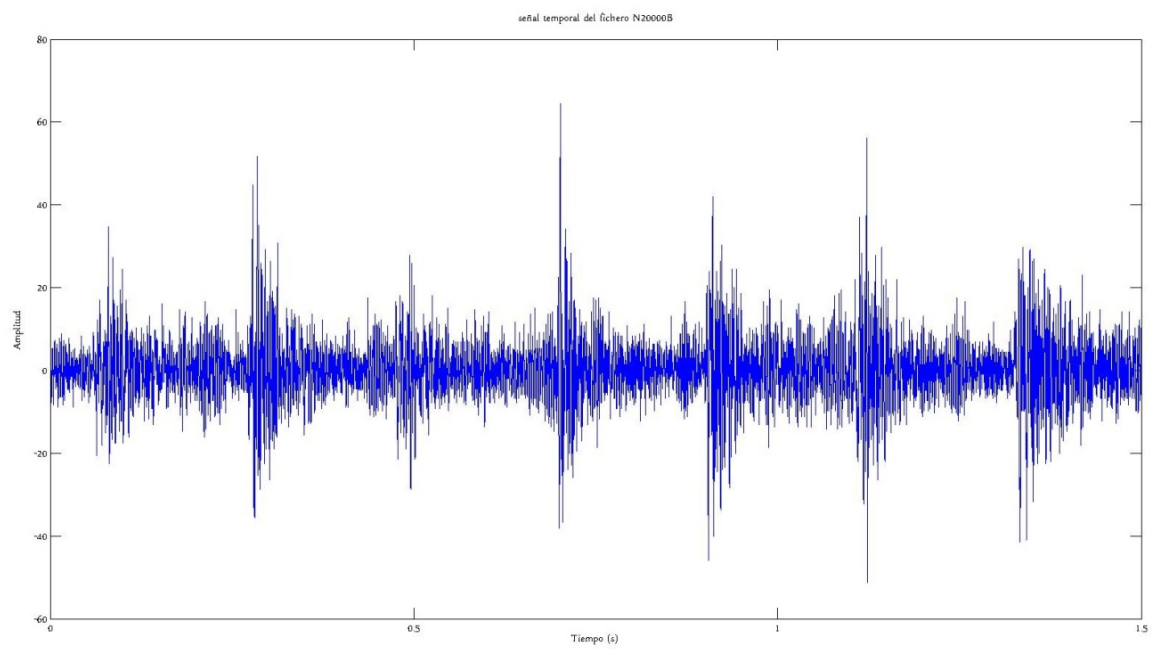


Figura 154: Forma de onda señal n20000b

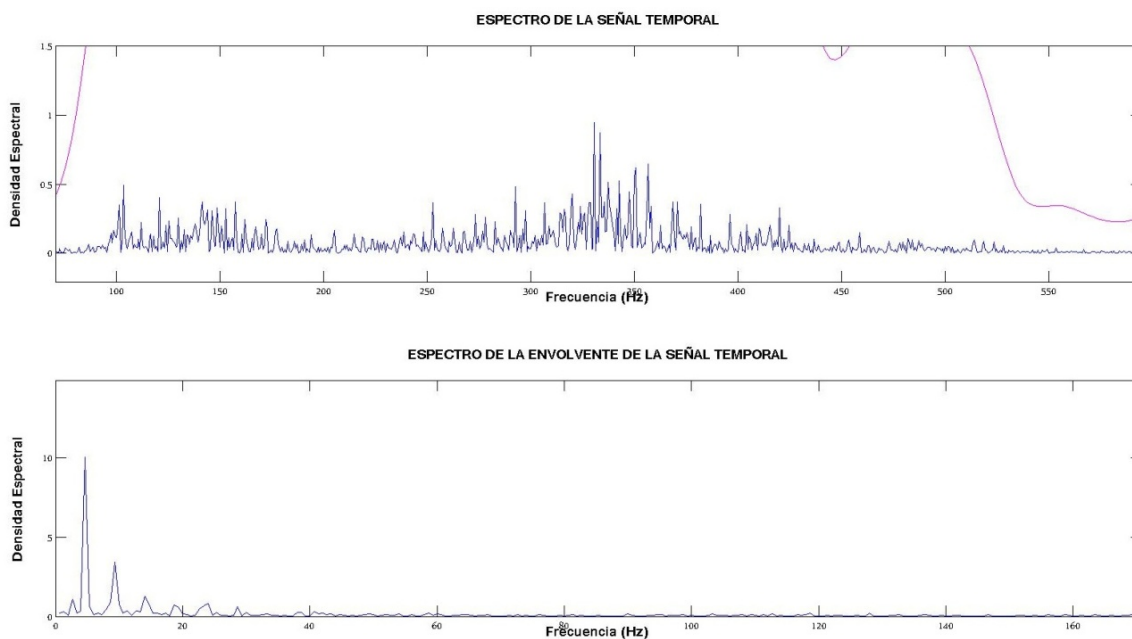


Figura 155: Espectro señal n20000b

4.3.3.1 Comparación señales del proceso de golpeteos

Como se indico en el inicio del apartado 4.3.3, hay tres grupos diferentes de señales para el proceso de golpeteos. En total se van a realizar nueve análisis distintos: 6 análisis para el primer grupo de señales, 2 análisis para el segundo grupo y un análisis para el último grupo.

4.3.3.1.1 Comparación señales b6000c y brue6000b

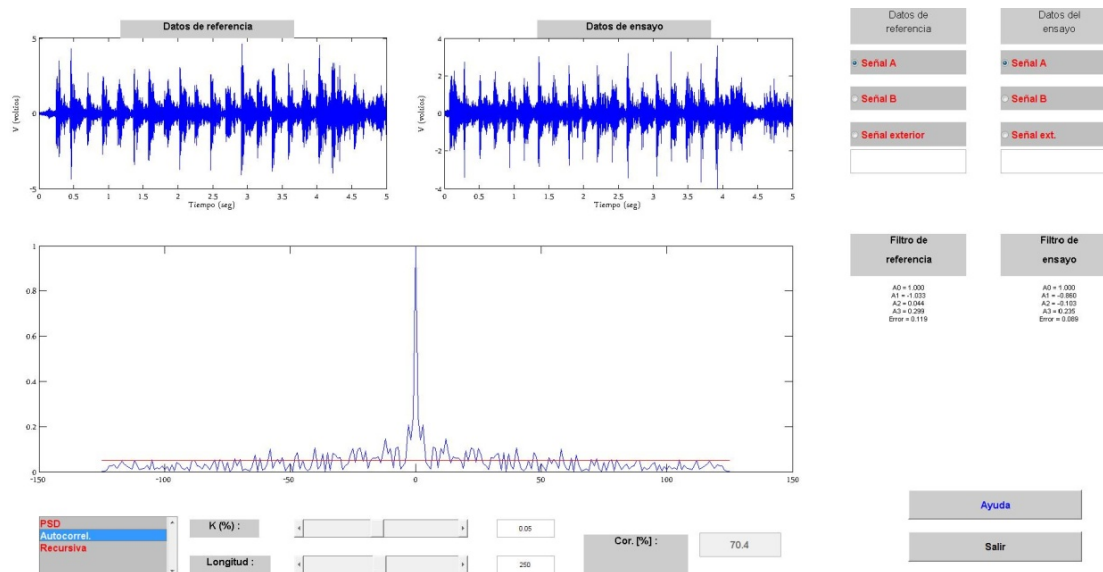


Figura 156: Autocorrelación entre las señales b6000c y brue6000b

Para una confiabilidad del 95% y una longitud de la función de correlación de 250, el grado de correlación es del 70,4%.

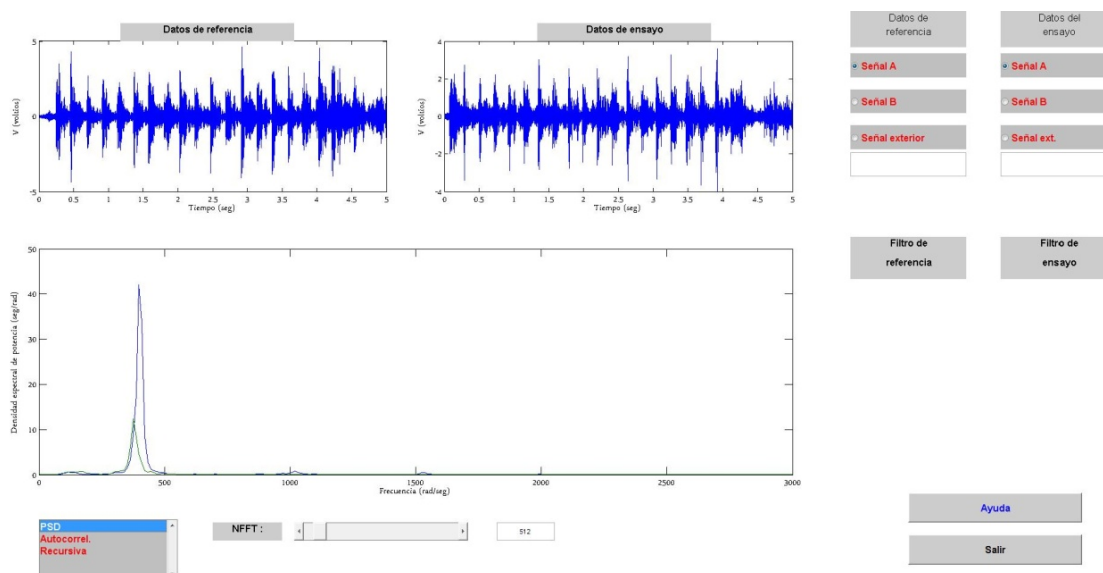


Figura 157: Función PSD para las señales b6000c y brue6000b

4.3.3.1.2 Comparación señales b6000c y c6000c

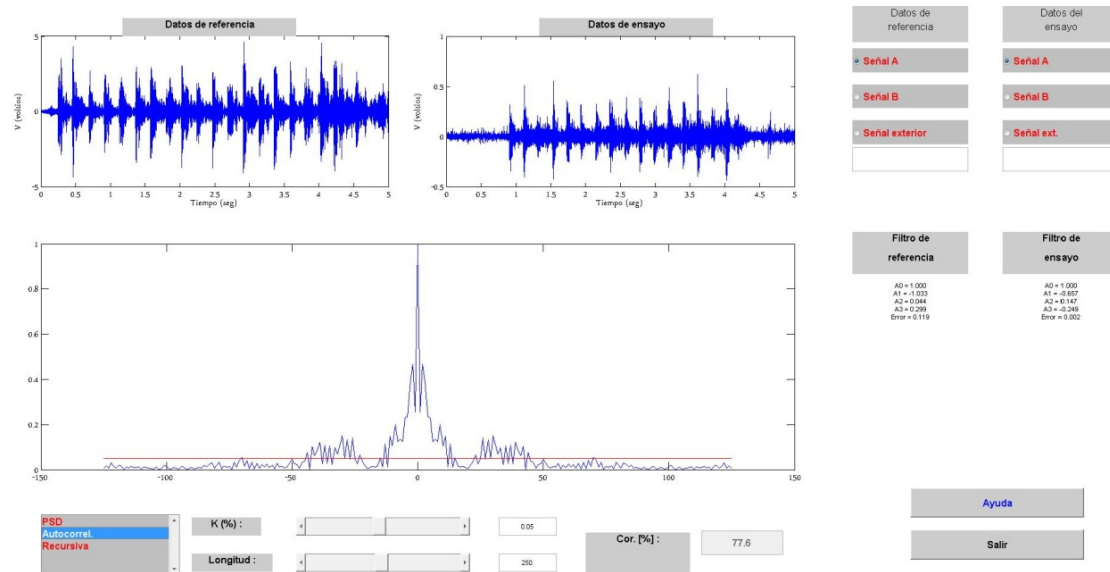


Figura 158: Autocorrelación entre las señales b6000c y c6000c

Para una confiabilidad del 95% y una longitud de la función de correlación de 250, el grado de correlación es del 77,6%.

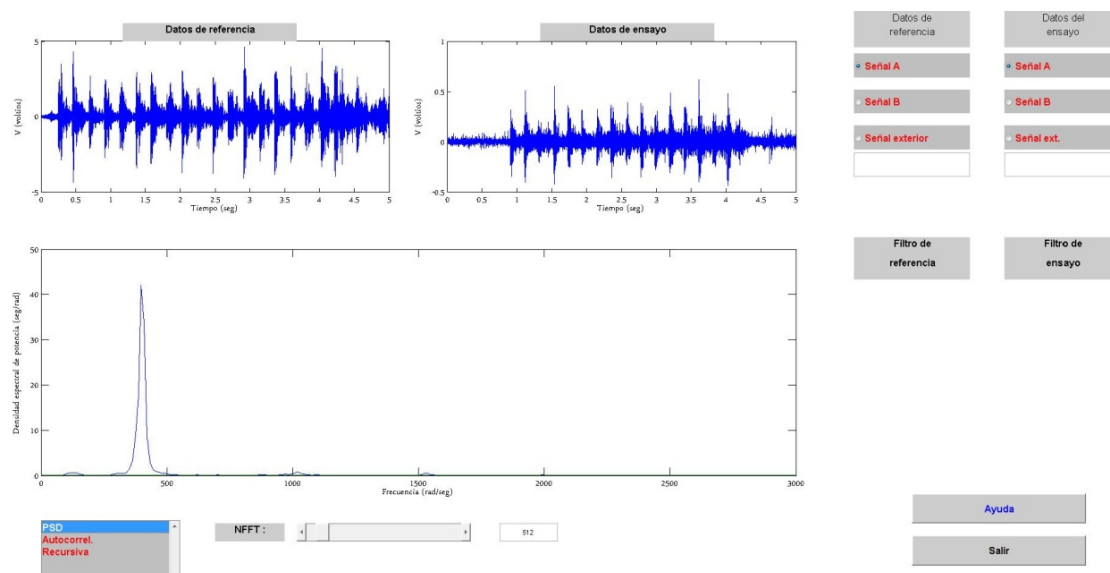


Figura 159: Función PSD para las señales b6000c y c6000c

En este caso la amplitud de la señal c6000c es de menor intensidad que para la señal b6000c, con lo que su función PSD (de color verde) parece ser plana.

4.3.3.1.3 Comparación señales b6000c y d6000a

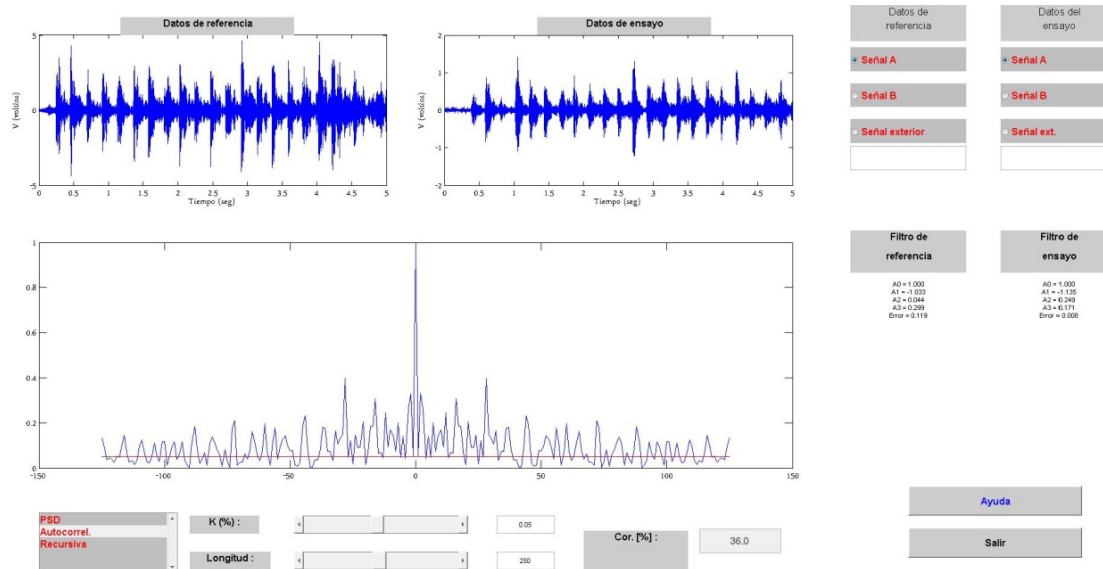


Figura 160: Autocorrelación entre las señales b6000c y d6000a

Para una confiabilidad del 95% y una longitud de la función de correlación de 250, el grado de correlación es del 36%.

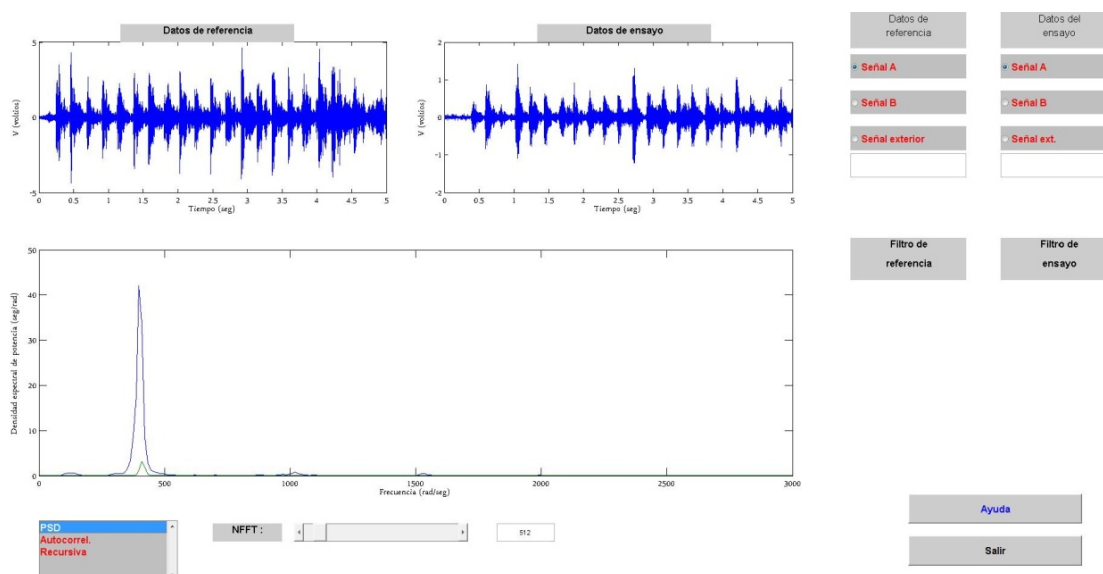


Figura 161: Función PSD para las señales b6000c y d6000a

4.3.3.1.4 Comparación señales brue6000b y c6000c

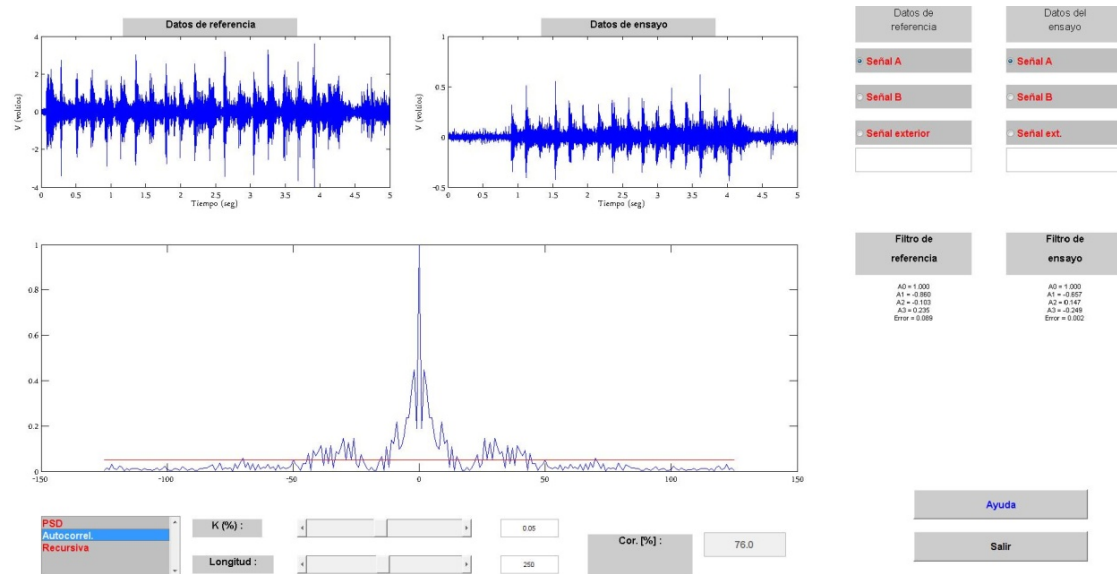


Figura 162: Autocorrelación entre las señales brue6000b y c6000c

Para una confiabilidad del 95% y una longitud de la función de correlación de 250, el grado de correlación es del 76%.

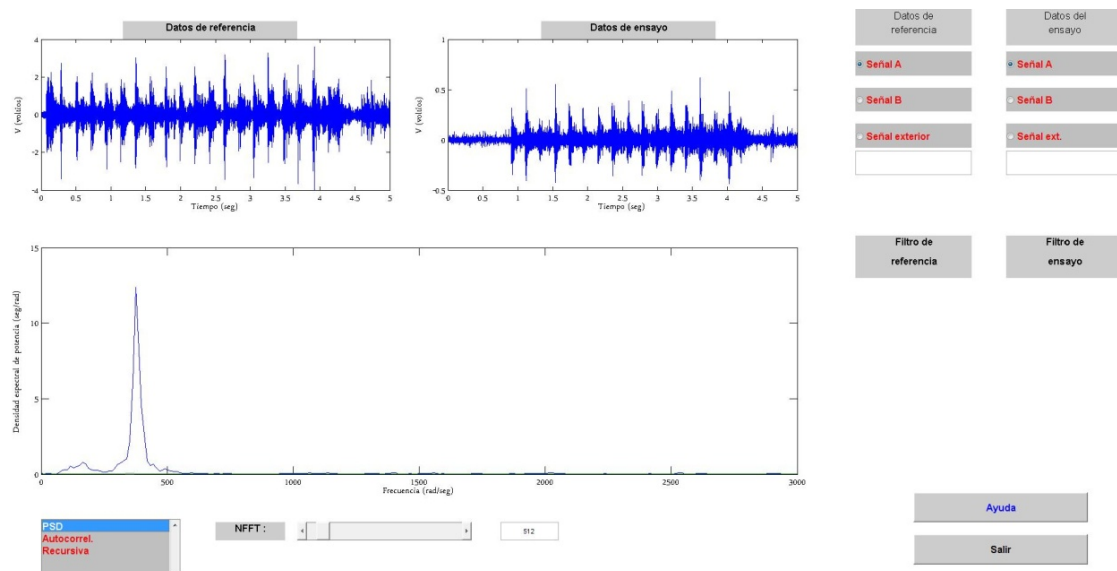


Figura 163: Función PSD para las señales brue6000b y c6000c

Al igual que en el apartado 4.3.3.1.2, el PSD de la señal c6000c parece plano por la diferencia de amplitud en la medición.

4.3.3.1.5 Comparación señales brue6000b y d6000a

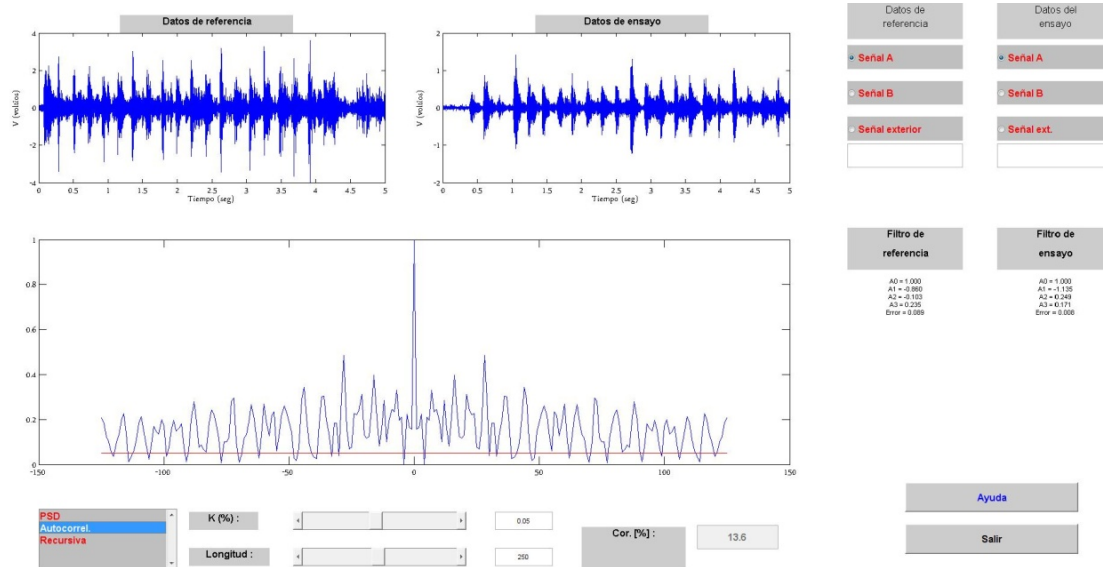


Figura 164: Autocorrelación entre las señales brue6000b y d6000a

Para una confiabilidad del 95% y una longitud de la función de correlación de 250, el grado de correlación es del 13,6%.

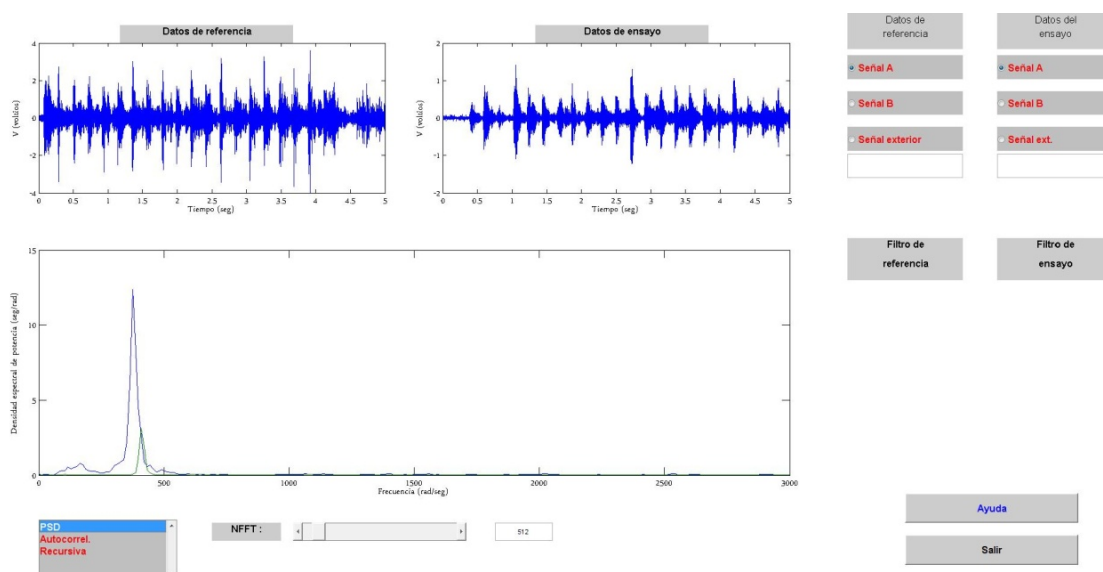


Figura 165: Función PSD para las señales brue6000b y d6000a

4.3.3.1.6 Comparación señales c6000c y d6000a

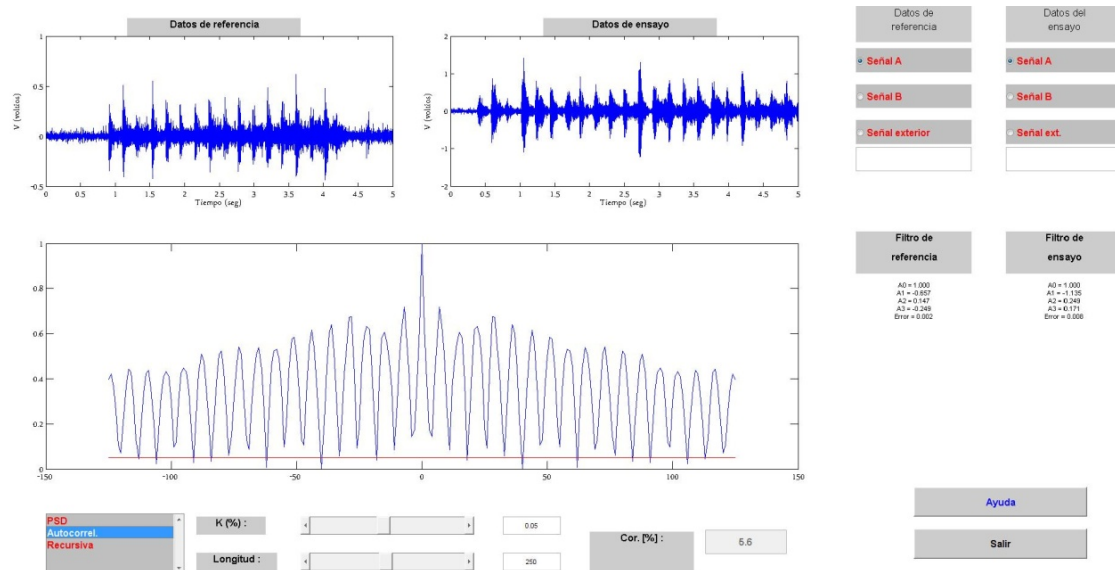


Figura 166: Autocorrelación entre las señales c6000c y d6000a

Para una confiabilidad del 95% y una longitud de la función de correlación de 250, el grado de correlación es del 5,6%.

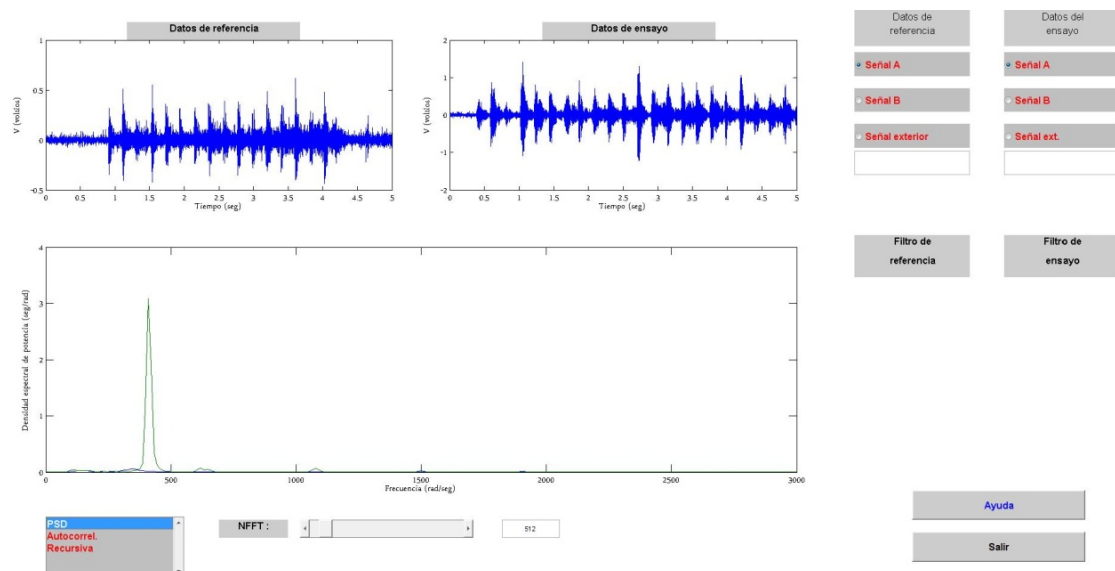


Figura 167: Función PSD para las señales c6000c y d6000a

4.3.3.1.7 Comparación señales moldecon y moldesin

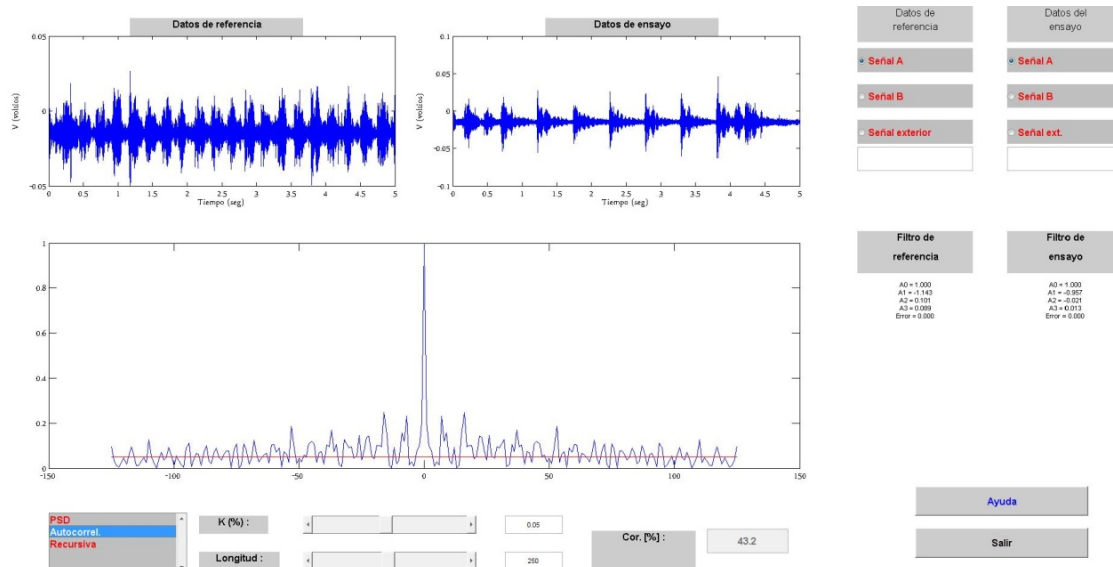


Figura 168: Autocorrelación entre las señales moldecon y moldesin

Para una confiabilidad del 95% y una longitud de la función de correlación de 250, el grado de correlación es del 43,2%.

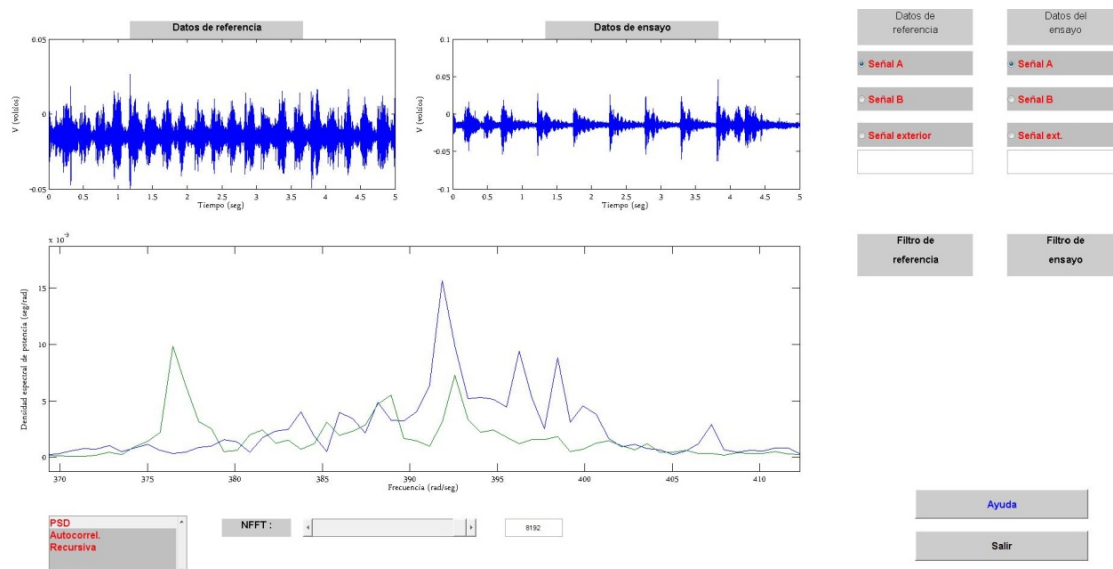


Figura 169: Función PSD para las señales moldecon y moldesin

4.3.3.1.8 Comparación señales molc2000 y mols2000

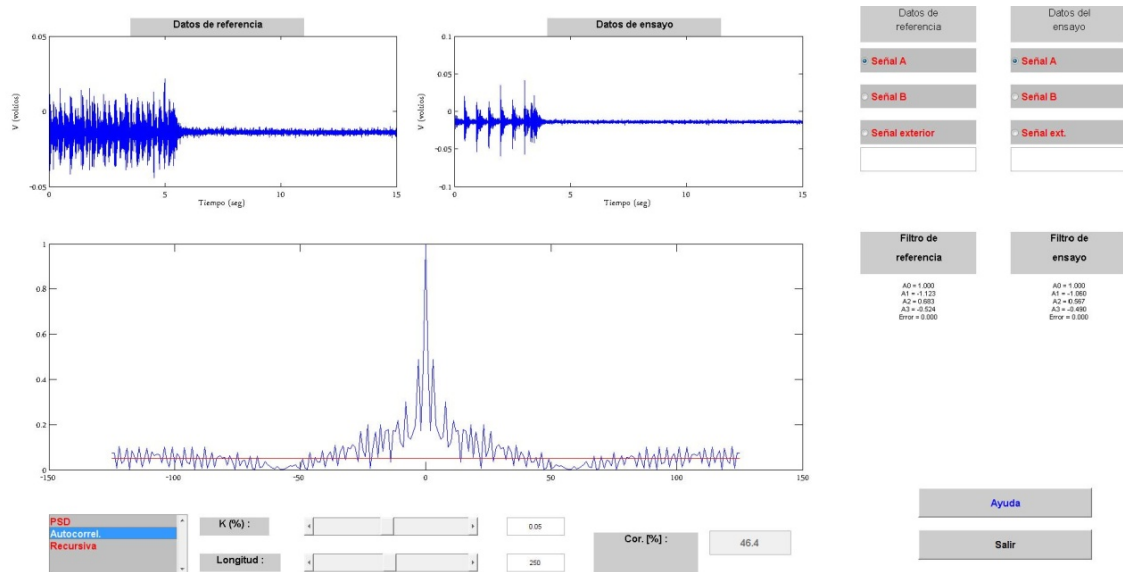


Figura 170: Autocorrelación entre las señales molc2000 y mols2000

Para una confiabilidad del 95% y una longitud de la función de correlación de 250, el grado de correlación es del 46,4%.

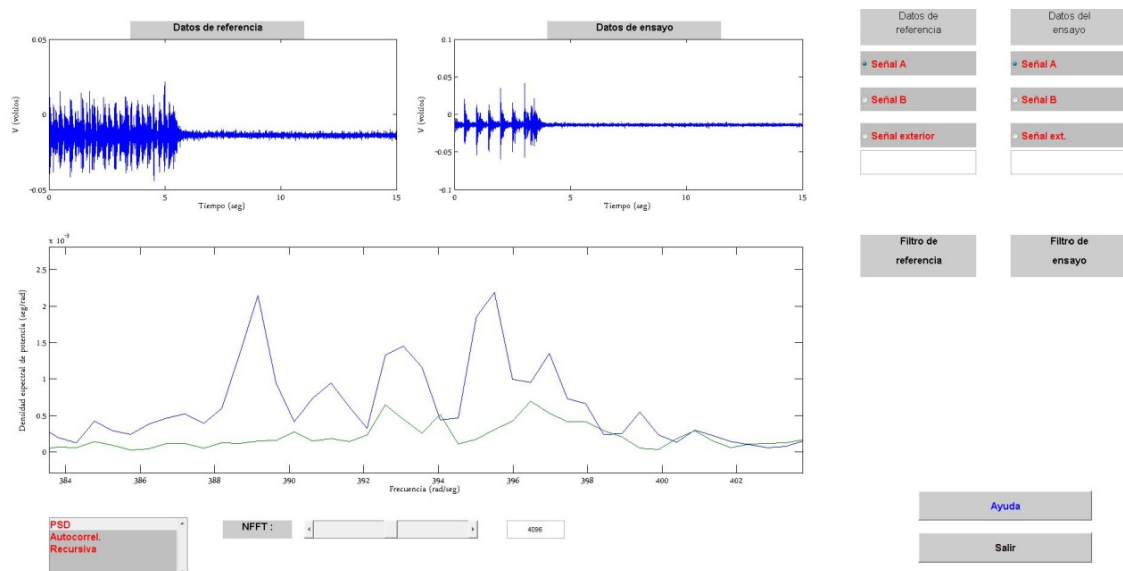


Figura 171: Función PSD para las señales molc2000 y mols2000

4.3.3.1.9 Comparación señales ch20000a y n20000b

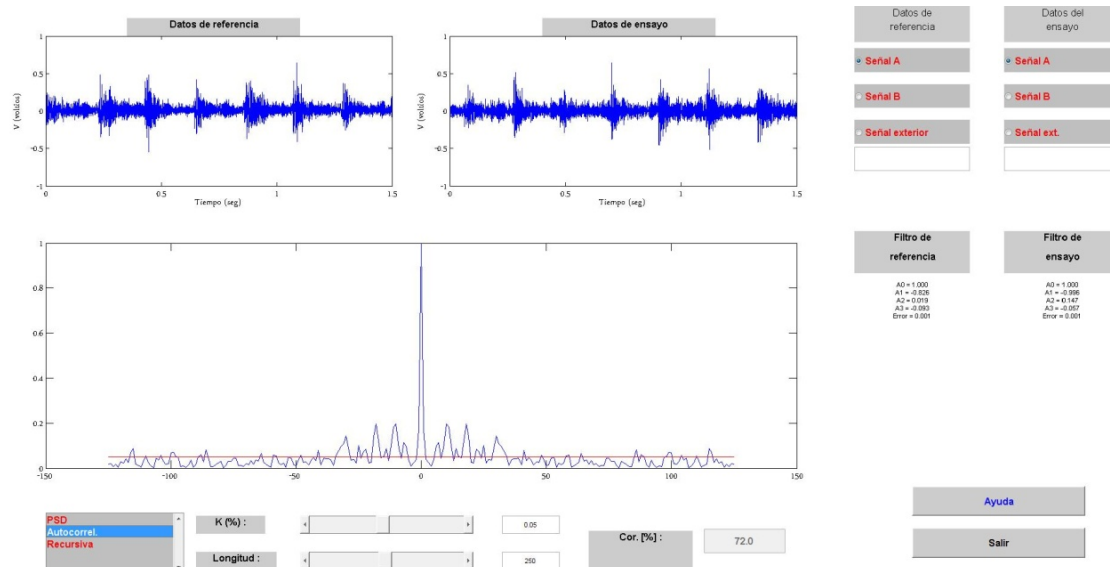


Figura 172: Autocorrelación entre las señales ch20000a y n20000b

Para una confiabilidad del 95% y una longitud de la función de correlación de 250, el grado de correlación es del 72%.

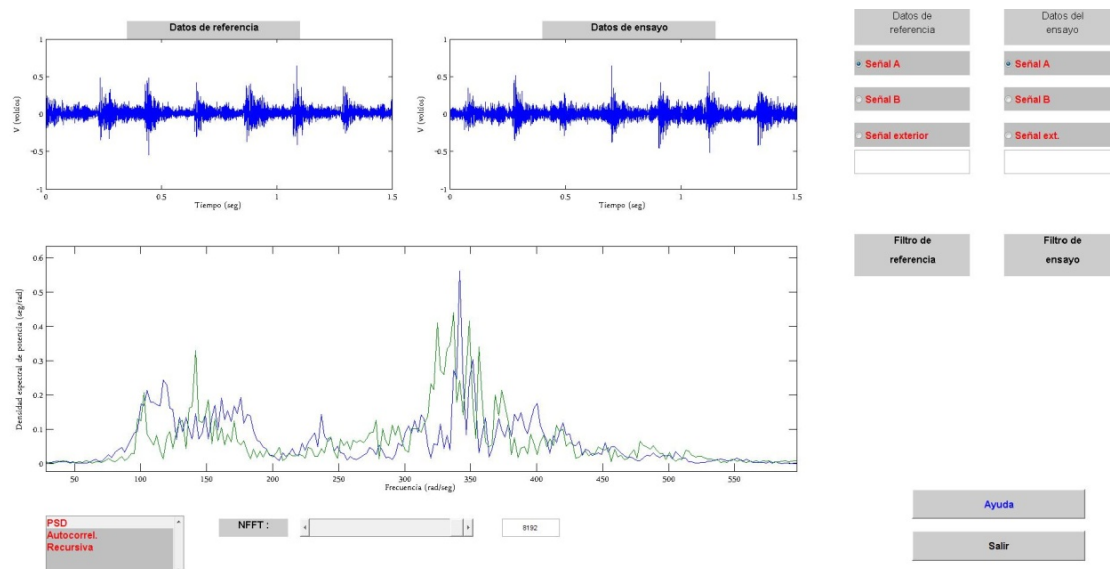


Figura 173: Función PSD para las señales ch20000a y n20000b

4.3.3.2 Conclusión del análisis del proceso de golpeteos

4.3.3.2.1 Primer grupo de señales

El primer grupo de señales comienza en el apartado 4.3.3.1.1 y termina en el 4.3.3.1.6. En el análisis de autocorrelación, la correlación siempre es superior al 70% siempre que no se utilice la señal d6000a para una confiabilidad del 95% y una longitud de la función de autocorrelación de 250. En los casos que se utiliza la señal d6000a, el grado de correlación desciende hasta el 5,6%.

Para el análisis de autocorrelación del apartado 4.3.3.1.3 si se conserva la confiabilidad al 95% y se duplica la longitud de la función de autocorrelación hasta 500, se obtiene un grado de correlación del 54%.

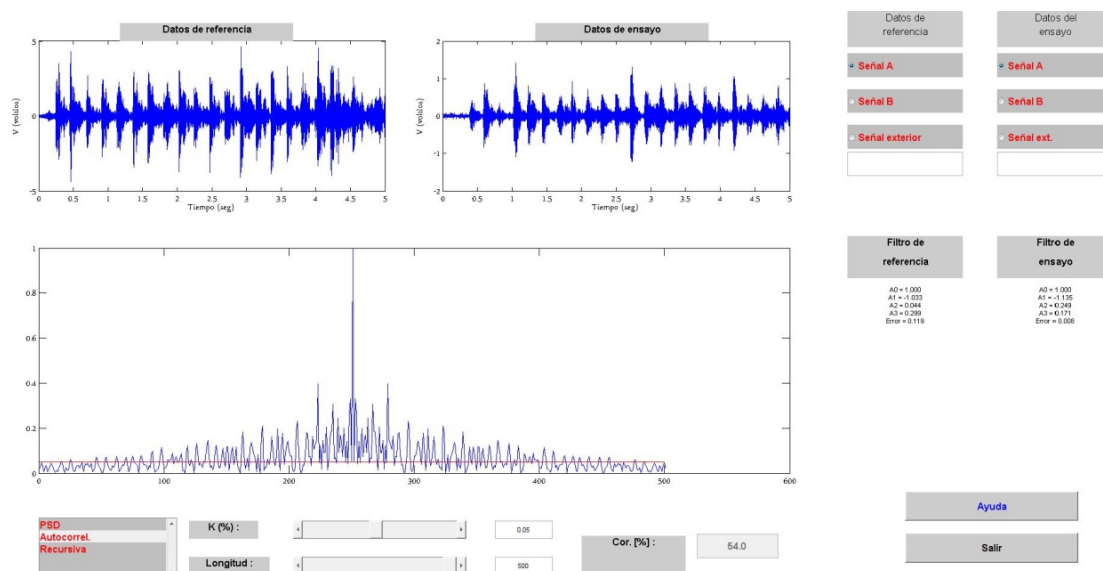


Figura 174: Autocorrelación entre las señales b6000c y d6000a para una longitud de la función de correlación de 500

Para el análisis de autocorrelación del apartado 4.3.3.1.5 si se conserva la confiabilidad al 95% y se duplica la longitud de la función de autocorrelación hasta 500, se obtiene un grado de correlación del 21,6% (ver figura 175). Para obtener un mayor grado de correlación no hay más remedio que disminuir la confiabilidad hasta el 90%, obteniéndose una correlación del 50%.

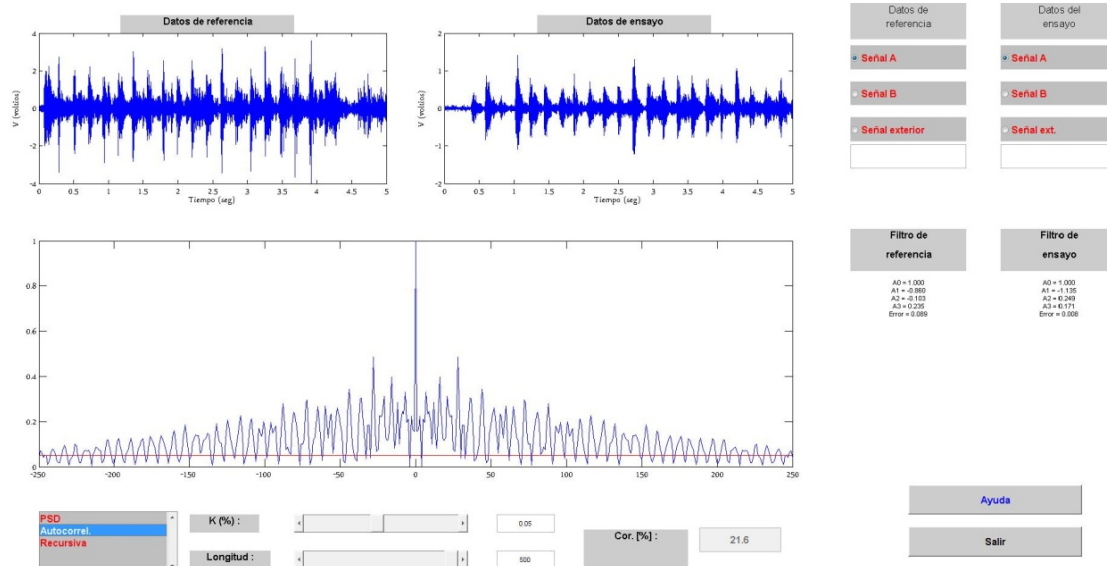


Figura 175: Autocorrelación entre las señales brue6000b y d6000a para una longitud de la función de correlación de 500

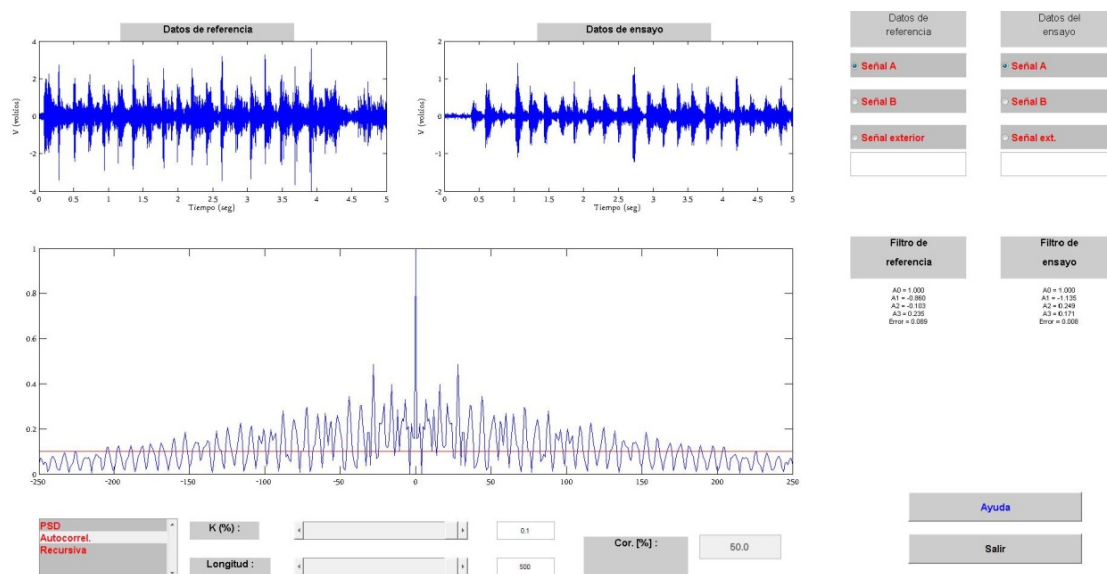


Figura 176: Autocorrelación entre las señales brue6000b y d6000a para una longitud de la función de correlación de 500 y un grado de confiabilidad del 90%

Para el análisis del apartado 4.3.3.1.6 si se duplica la longitud de la función de correlación hasta 500 y se modifica la confiabilidad al 90%, se obtiene una correlación del 18%.

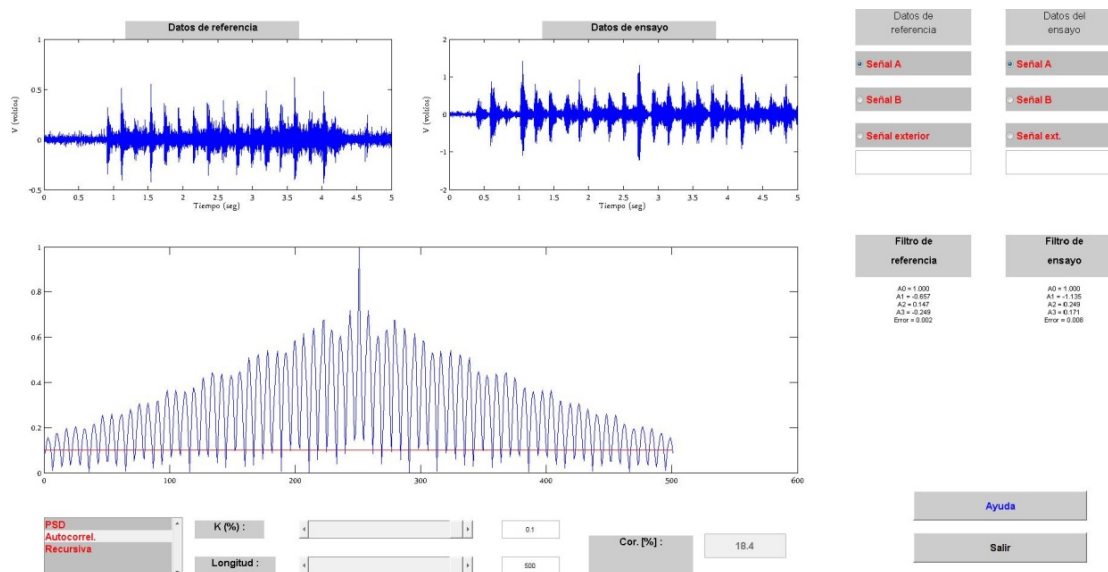


Figura 177: Autocorrelación entre las señales c6000c y d6000a para una longitud de la función de correlación de 500 y un grado de confiabilidad del 90%

Una conclusión que es posible deducir a tenor de los resultados anteriores es que la señal d6000a puede ser una señal errónea.

Para el caso de la función PSD, se puede observar que en los casos que aparece la señal c6000c la densidad espectral de potencia permanece prácticamente plana. Si nos fijamos en la forma de onda, la amplitud es inferior al resto de las señales (los máximos medidos son $\pm 0.6V$).

4.3.3.2.2 Segundo grupo de señales

El segundo grupo de señales consta de los apartados 4.3.3.1.7 y 4.3.3.1.8. En el análisis de autocorrelación, la correlación permanece en valores próximos al 45% para una confiabilidad del 95% y una longitud de la función de correlación de 250. Teniendo en cuenta que en este grupo de señales los golpeteos se aplican en un caso a un molde con arena y otro sin ella, es lógico que la correlación se inferior al 50%.

4.3.3.2.3 Tercer grupo de señales

El tercer y último grupo corresponde con el apartado 4.3.3.1.9. El valor del análisis de correlación es superior al 70%, con lo que el valor se encuadra dentro de los valores típicos de correlación para los procesos de golpeteos sin señales anómalas.

4.3.4 Proceso de prensado

Para el proceso del prensado de la arena se disponen dos grupos distintos de señales; el primer grupo consta de dos señales con una duración de 5 segundos que representa el proceso de prensado y el segundo grupo consta de otras dos señales con una duración de 10 segundos que combina el proceso de golpeteos y el de prensado. En total se realizan dos análisis distintos.

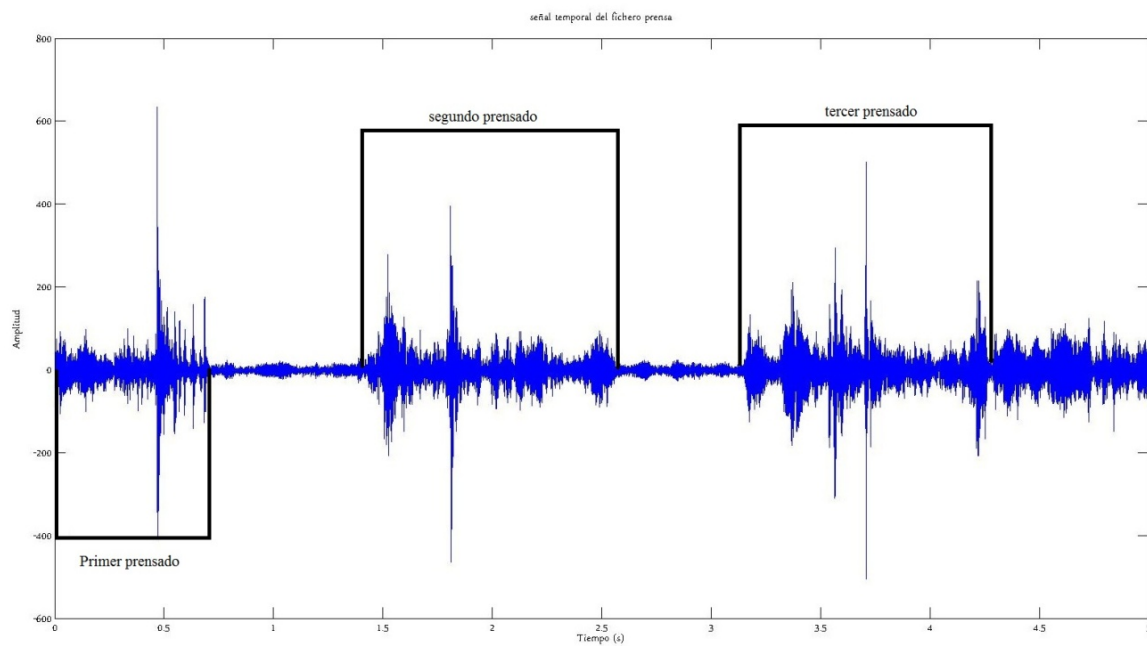


Figura 178: Forma de onda de un proceso de prensado

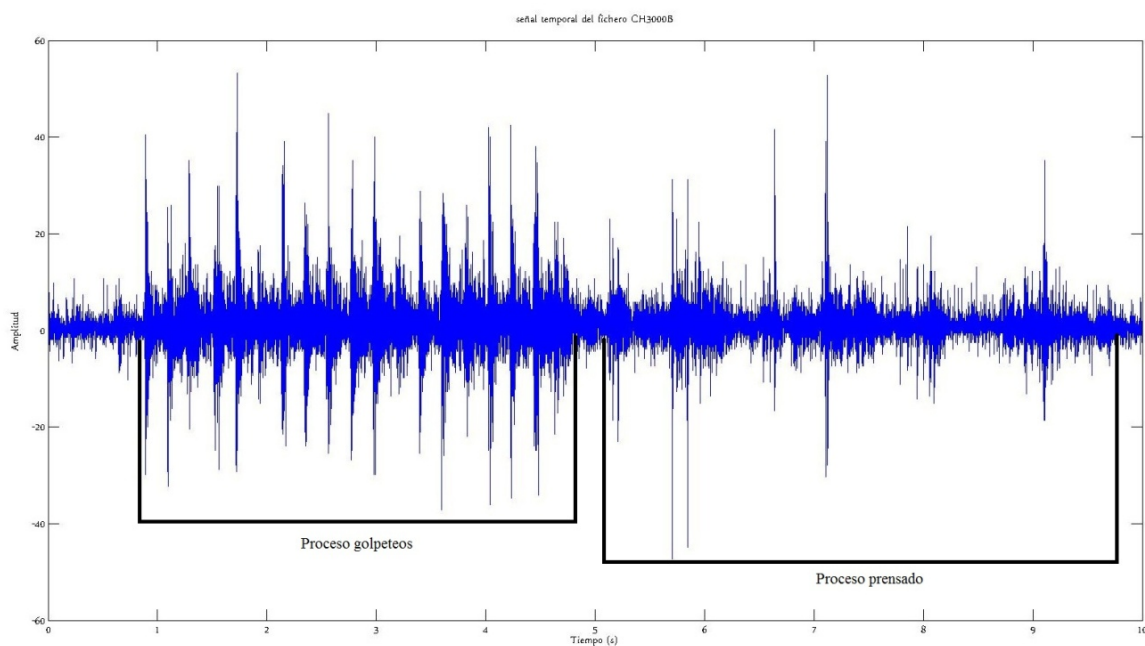


Figura 179: Forma de onda de un proceso de golpeteos más prensado

A continuación se expone la forma de onda y el espectro de las cuatro señales que se emplean en el proceso de prensado.

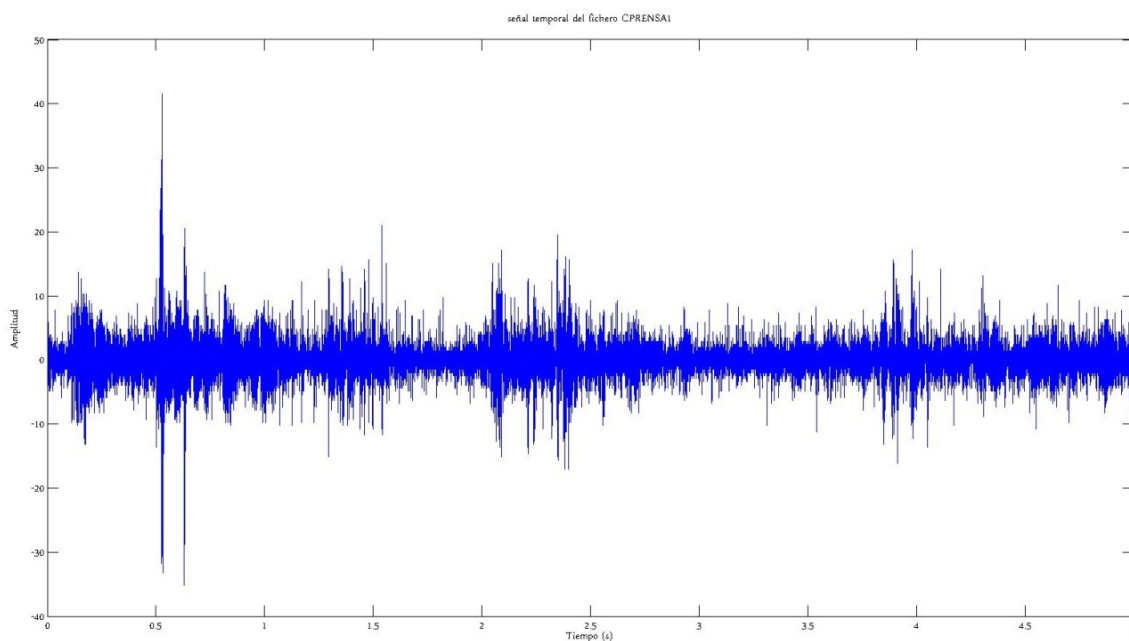


Figura 180: Forma de onda señal cpremsa1

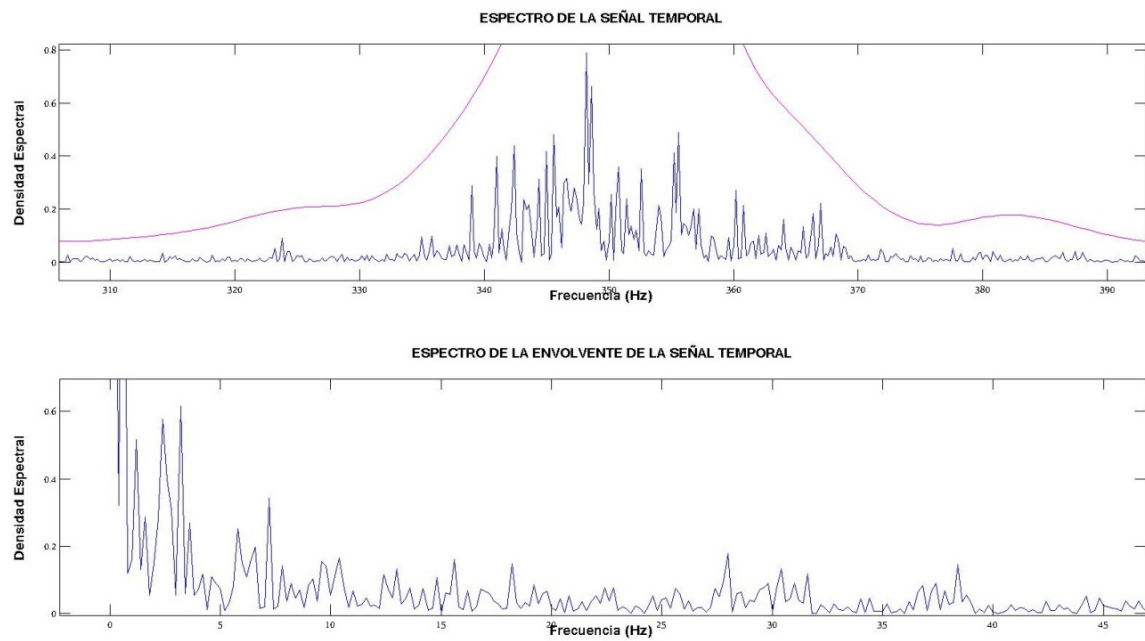


Figura 181: Espectro señal cprensa1

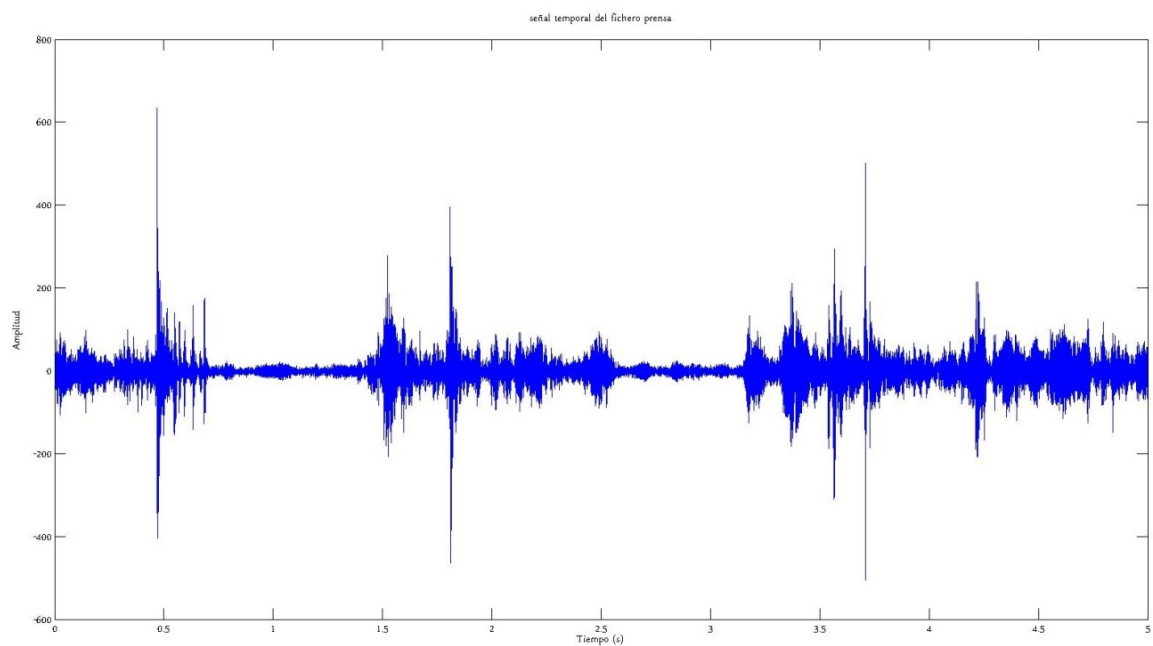


Figura 182: Forma de onda señal prensa

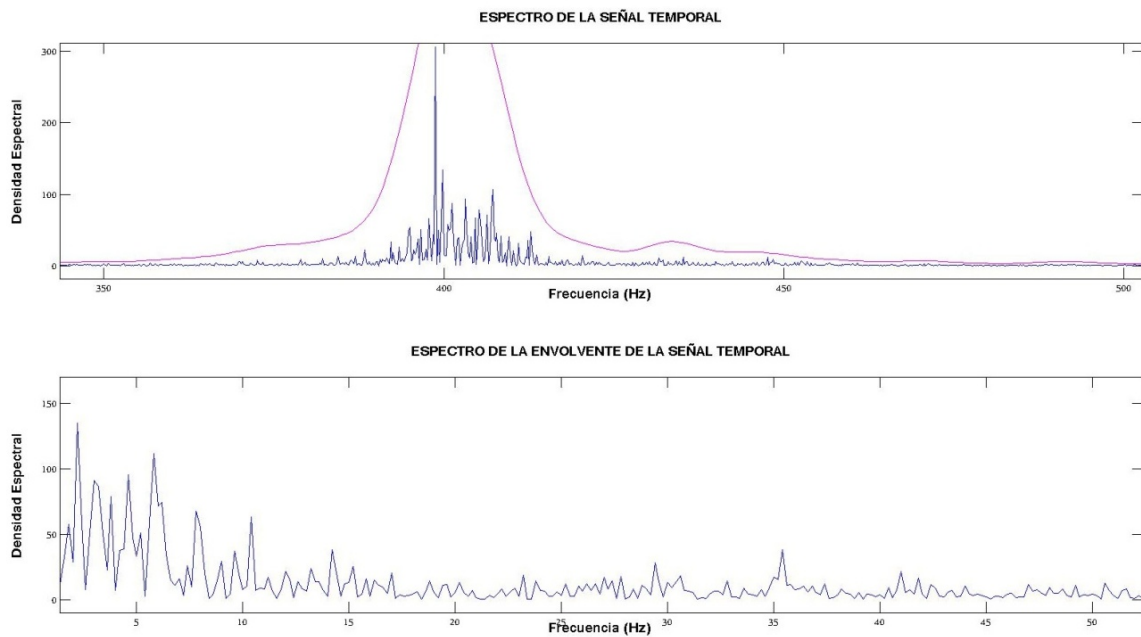


Figura 183: Espectro señal prensa

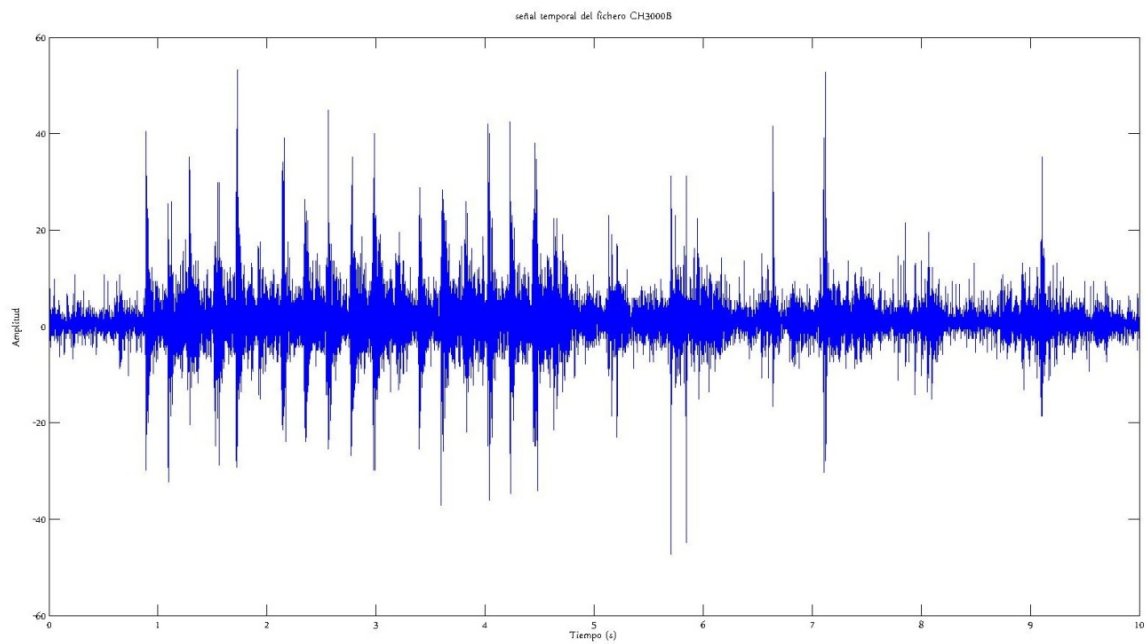


Figura 184: Forma de onda señal ch3000b

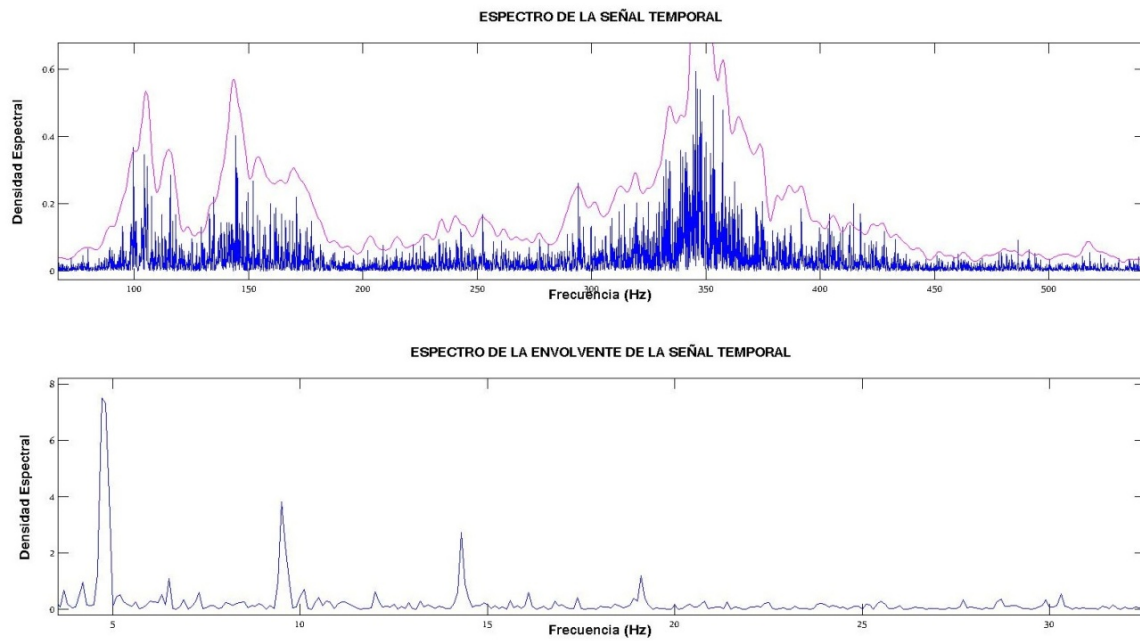


Figura 185: Espectro señal ch3000b

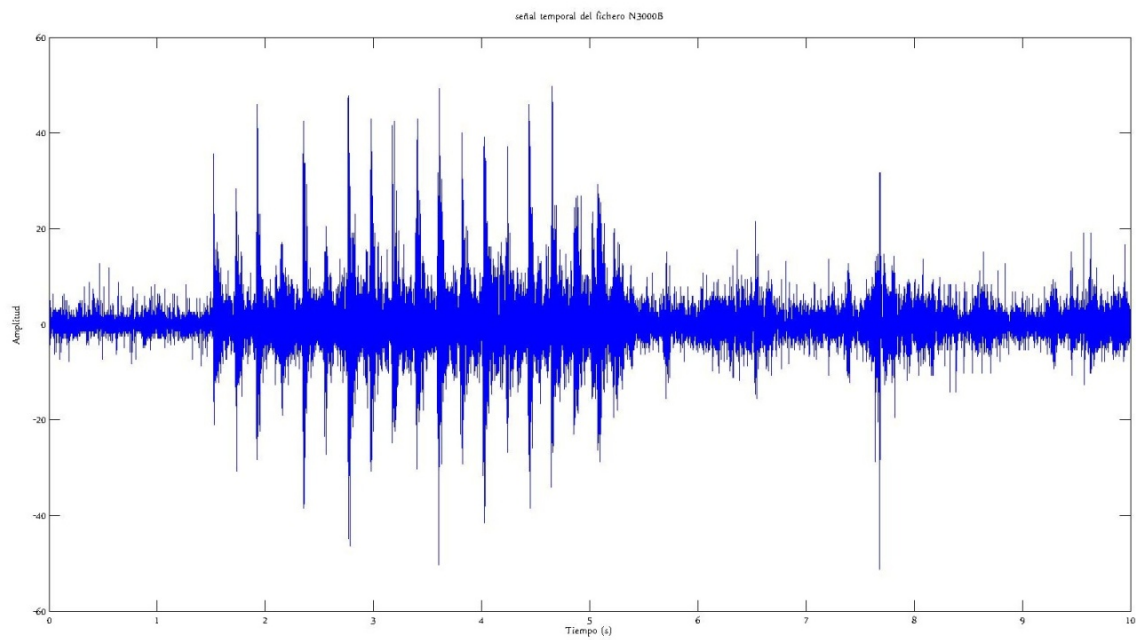


Figura 186: Forma de onda señal n3000b

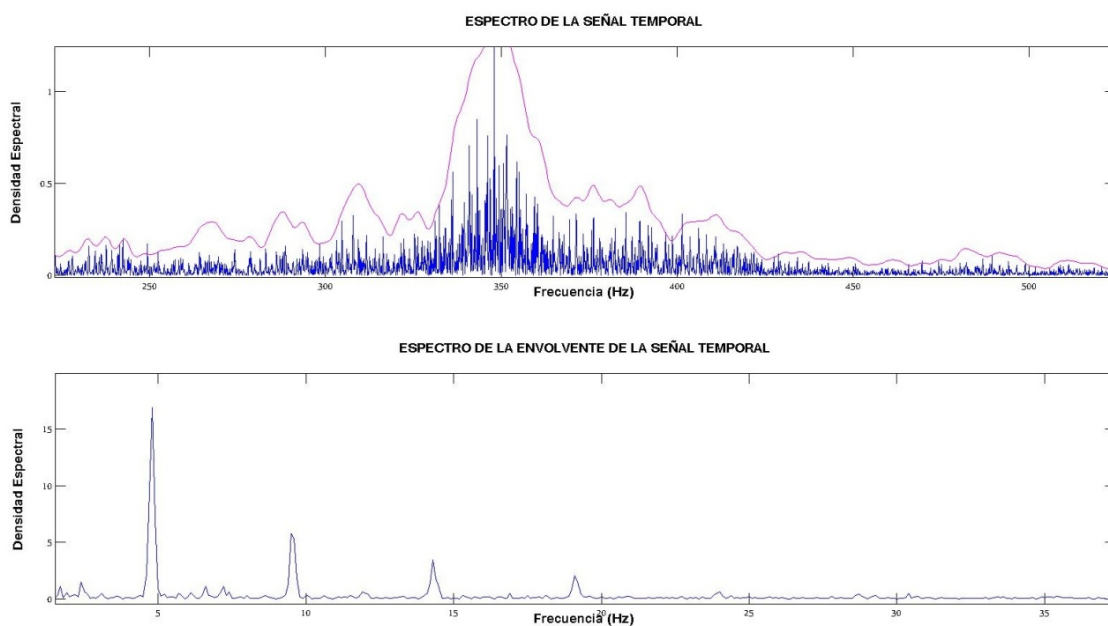


Figura 187: Espectro señal n3000b

4.3.4.1 Comparación de señales del proceso de prensado

Para el proceso de prensado se van a realizar dos análisis; el primero para dos señales de prensado y el segundo para dos señales que combinan el proceso de golpeteos y prensado.

4.3.4.1.1 Comparación señales cprensa1 y prensa

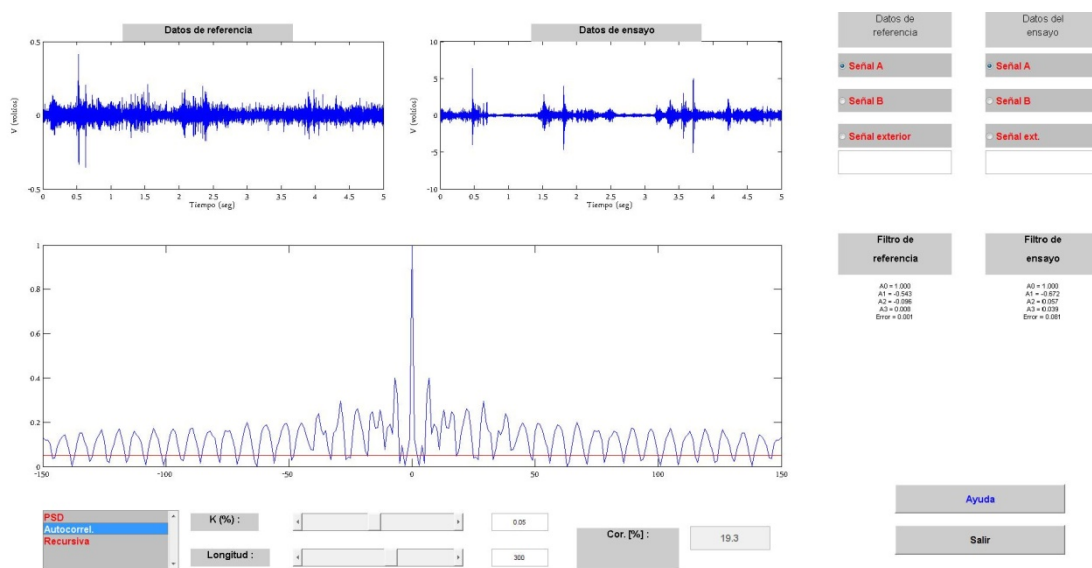


Figura 188: Autocorrelación entre las señales cprensa1 y prensa

Para una confiabilidad del 95% y una longitud de la función de correlación de 300, el grado de correlación es del 19,3%.

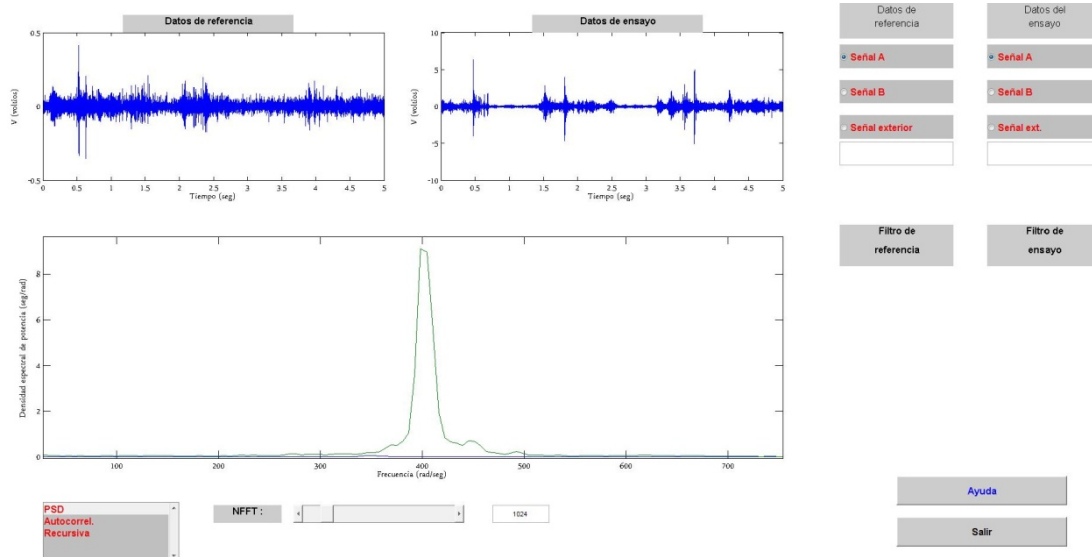


Figura 189: Función PSD para las señales cprensa1 y prensa

En este caso la amplitud de la señal cprensa1 es de menor intensidad que para la señal prensa, con lo que su función PSD (de color azul) parece ser plana.

4.3.4.1.2 Comparación señales ch3000b y n3000b

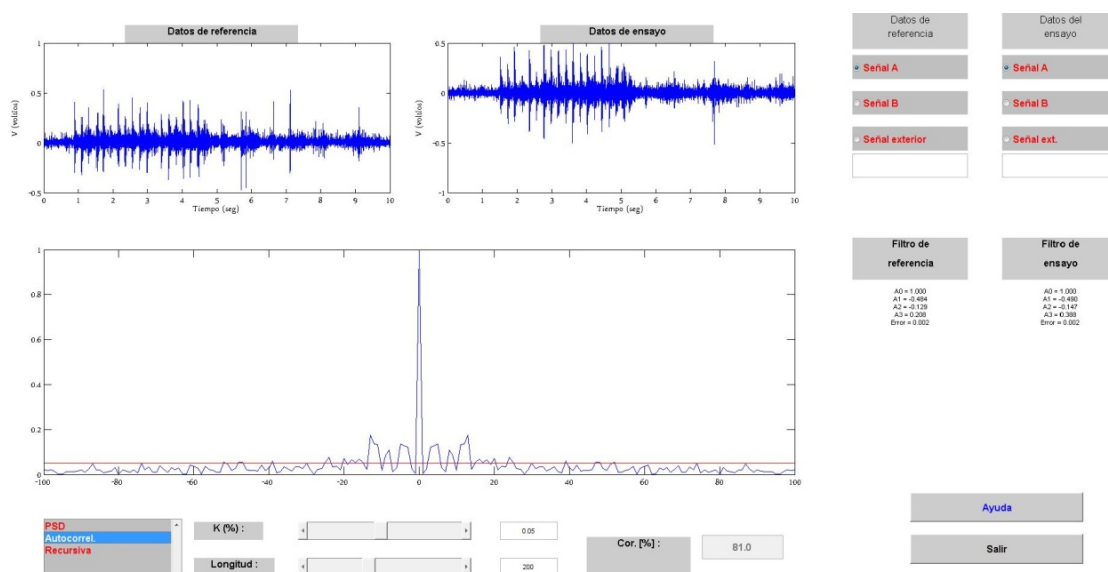


Figura 190: Autocorrelación entre las señales ch3000b y n3000b

Para una confiabilidad del 95% y una longitud de la función de correlación de 200, el grado de correlación es del 81%.

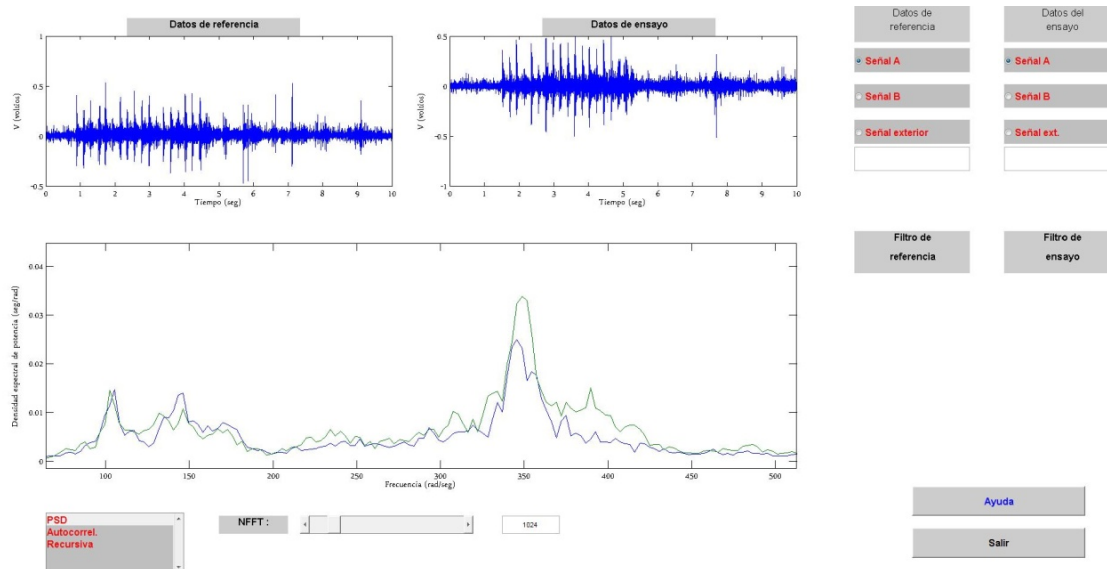


Figura 191: Función PSD para las señales ch3000b y n3000b

4.3.4.2 Conclusión del análisis del proceso de prensado

En el primer análisis de autocorrelación, la correlación tiene un valor inferior del 20% para una confiabilidad del 95% y una longitud de la función de correlación de 300; esto es debido a que la señal cprensa1 la amplitud medida es aproximadamente una decima parte de la otra señal. Si se disminuye la confiabilidad al 90% y se amplía la longitud de la función de correlación hasta 500 (ambos valores son el límite del programa), la correlación aumenta hasta el 54,6%.

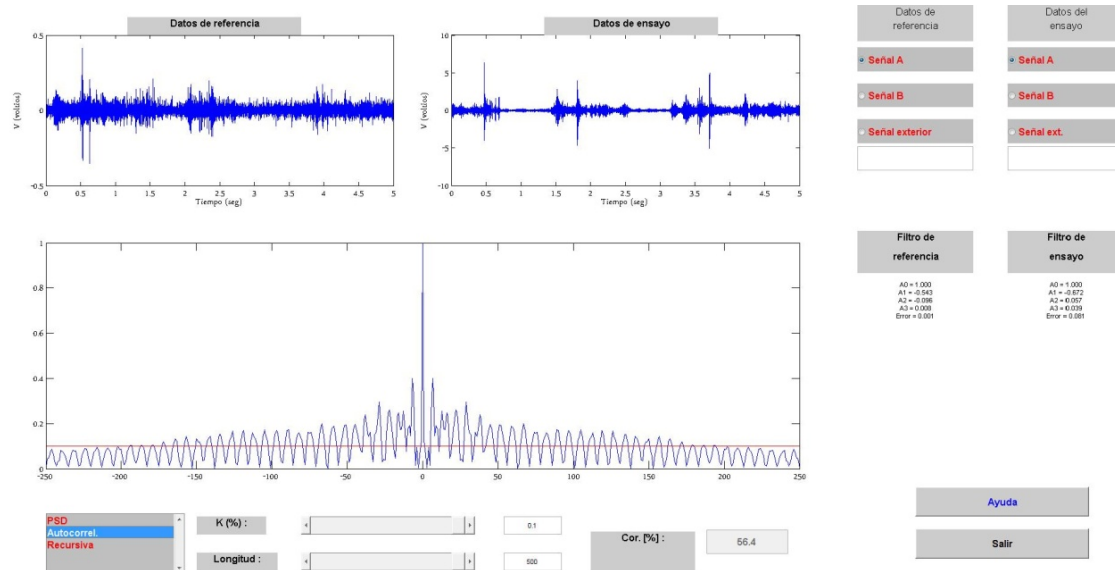


Figura 192: Autocorrelación entre las señales cprensa1 y prensa para una longitud de la función de correlación de 500 y un grado de confiabilidad del 90%

Para el caso de la función PSD, se puede observar que en el caso que aparece la señal cprensa1 la densidad espectral de potencia permanece prácticamente plana. Si nos fijamos en la forma de onda, la amplitud es inferior al resto de las señales (los máximos medidos son $\pm 0.5V$).

4.3.5 Proceso de levantamiento del molde

Este proceso es el último de todo el proceso de fabricación del molde con arena de fundición. Cuando la arena ya está uniforme y prensada, el pistón hidráulico de la mesa vibratoria eleva el molde hasta un brazo que retira el molde. Se dispone de dos señales con una duración de 5 segundos, con lo que solo se puede realizar un análisis.

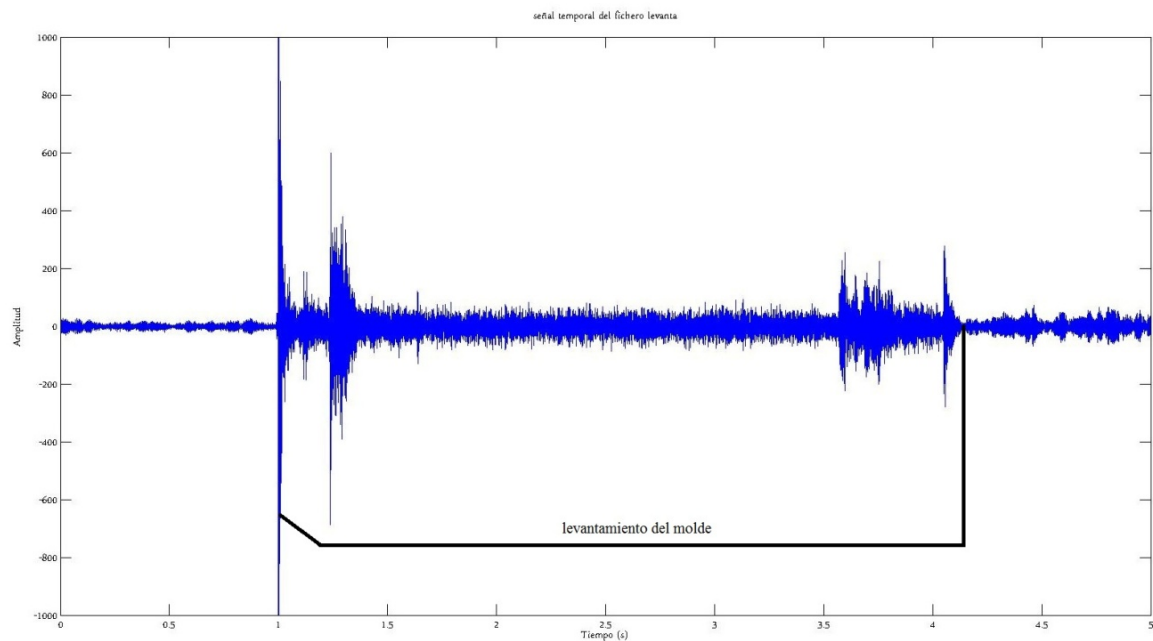


Figura 193: Forma de onda de un proceso de levantamiento

A continuación se expone la forma de onda y el espectro de las dos señales que se emplean en el proceso de levantamiento del molde.

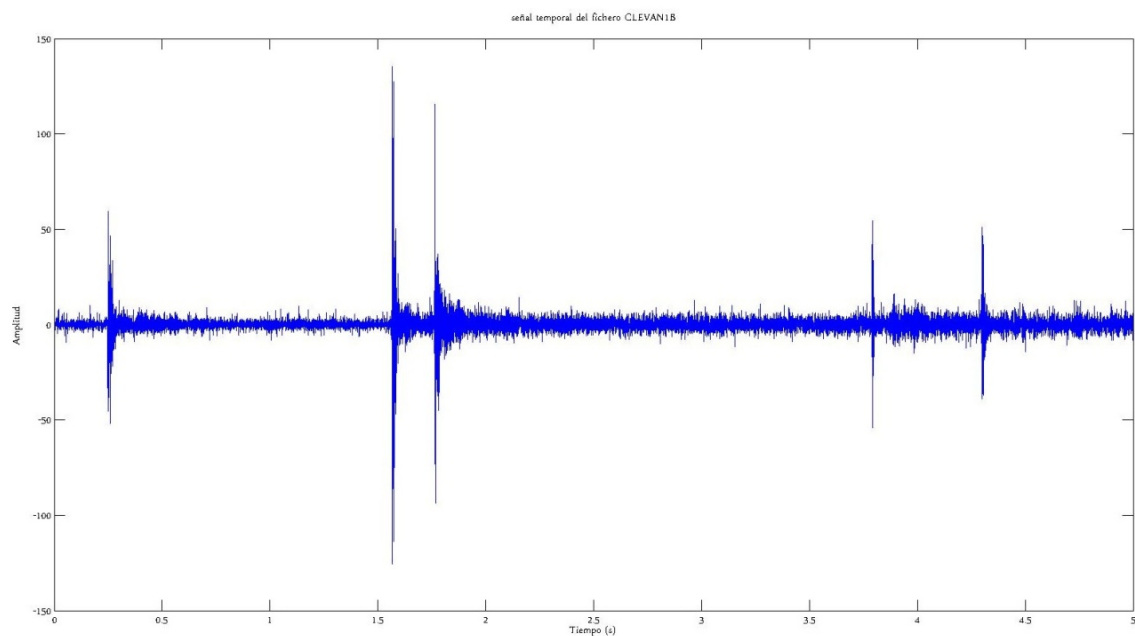


Figura 194: Forma de onda señal clevan1b

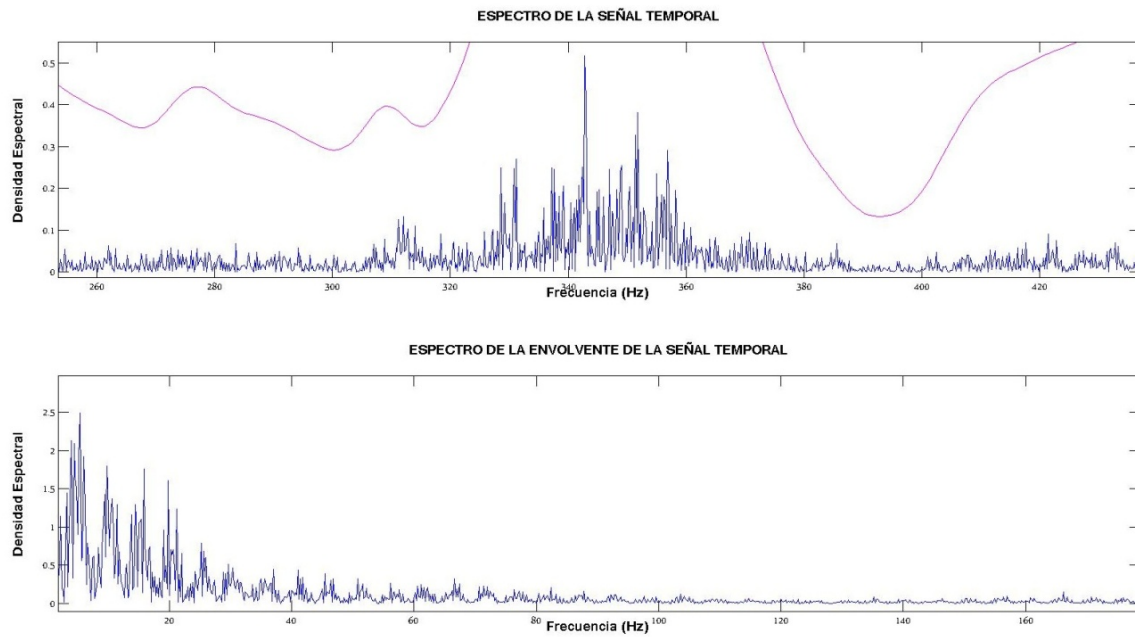


Figura 195: Espectro señal clevan1b

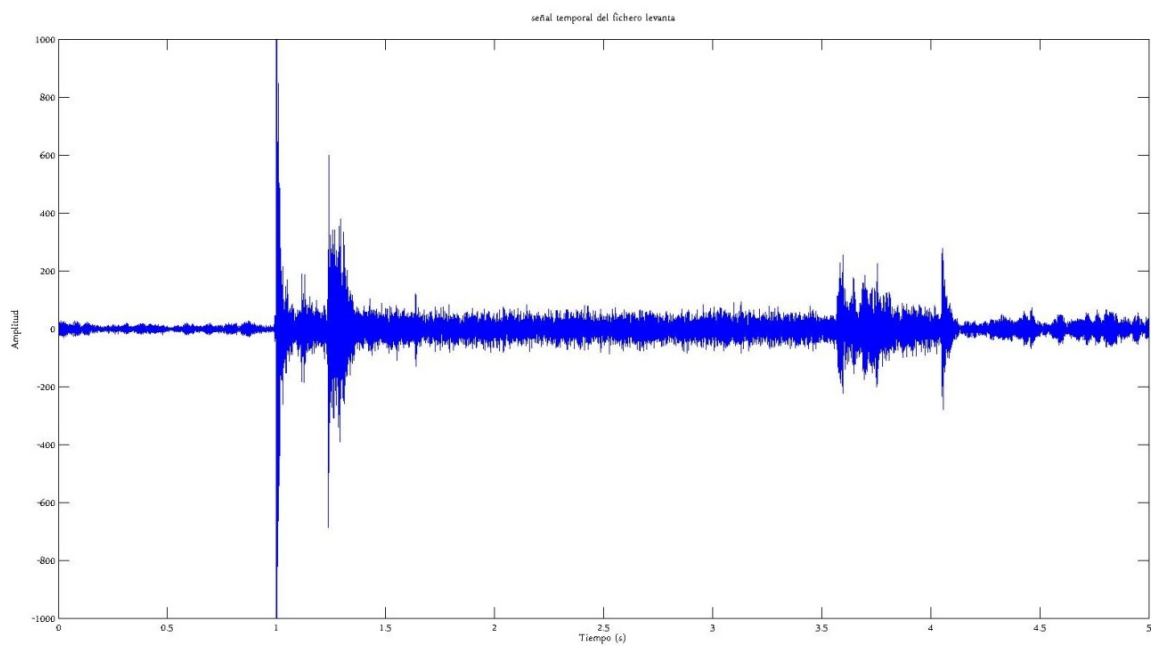


Figura 196: Forma de onda señal levanta

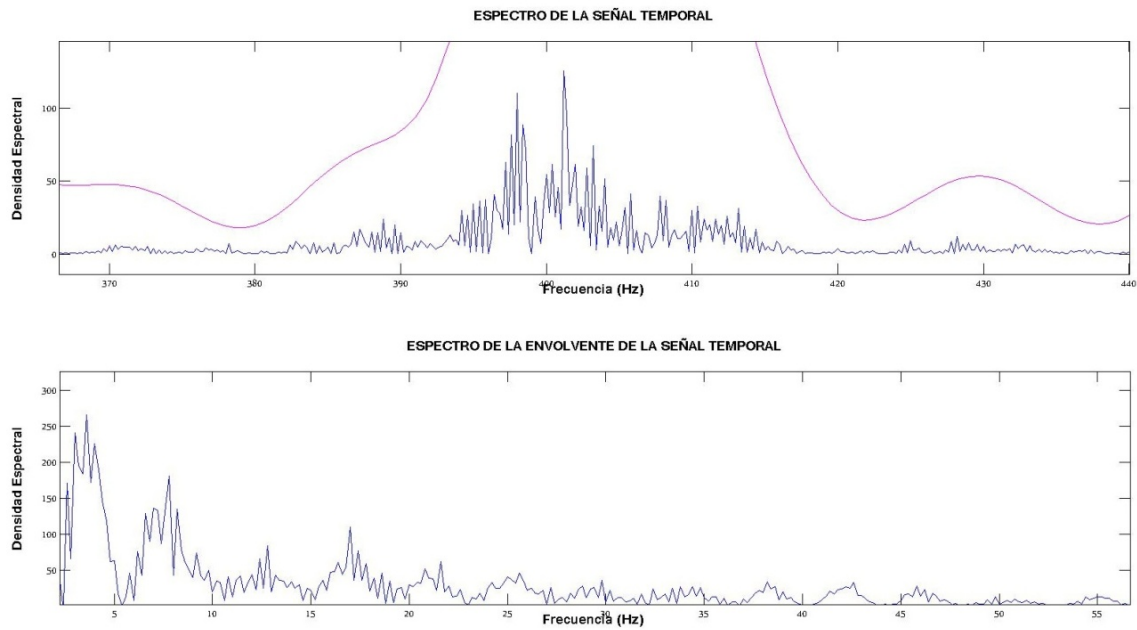


Figura 197: Espectro señal levanta

4.3.5.1 Comparación de señales del proceso de levantamiento

4.3.5.1.1 Comparación señales clevan1b y levanta

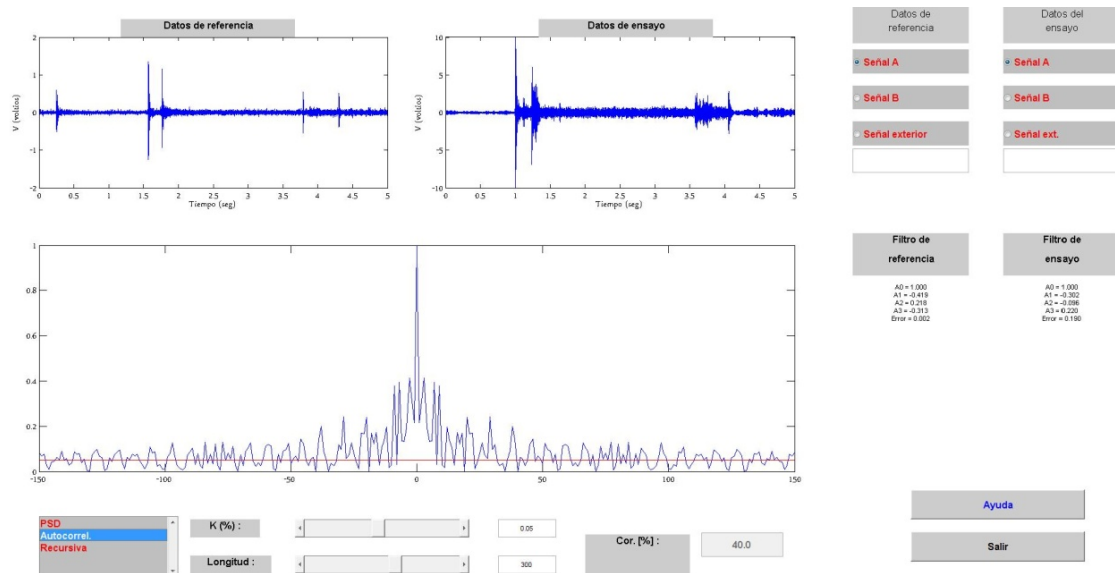


Figura 198: Autocorrelación entre las señales clevan1b y levanta

Para una confiabilidad del 95% y una longitud de la función de correlación de 300, el grado de correlación es del 40%.

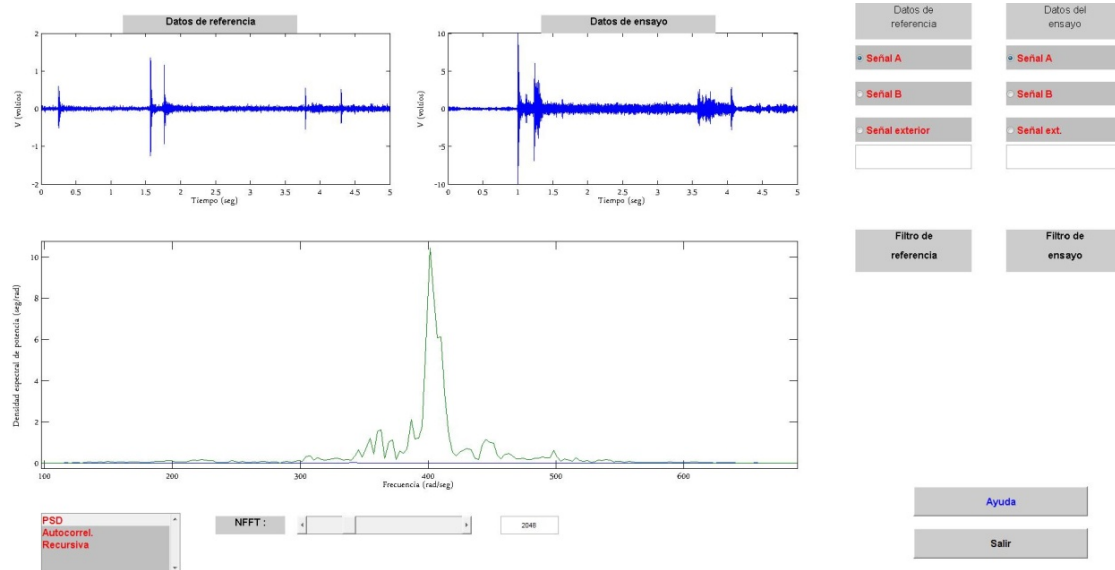


Figura 199: Función PSD para las señales clevan1b y levanta

En este caso la amplitud de la señal clevan1b es de menor intensidad que para la señal levanta, con lo que su función PSD (de color azul) parece ser plana.

4.3.5.2 Conclusión del análisis del proceso de levantamiento

En el análisis de autocorrelación la correlación tiene un valor inferior al 50%, para una confiabilidad del 95% y una longitud de la función de correlación de 300; esto es debido a que la señal clevan1b tiene menor amplitud de onda que la señal con la que se realiza el análisis. Si se mantiene la longitud de la función de correlación en 300 y se disminuye la confiabilidad al 90%, el grado de correlación asciende hasta el 75,3%.

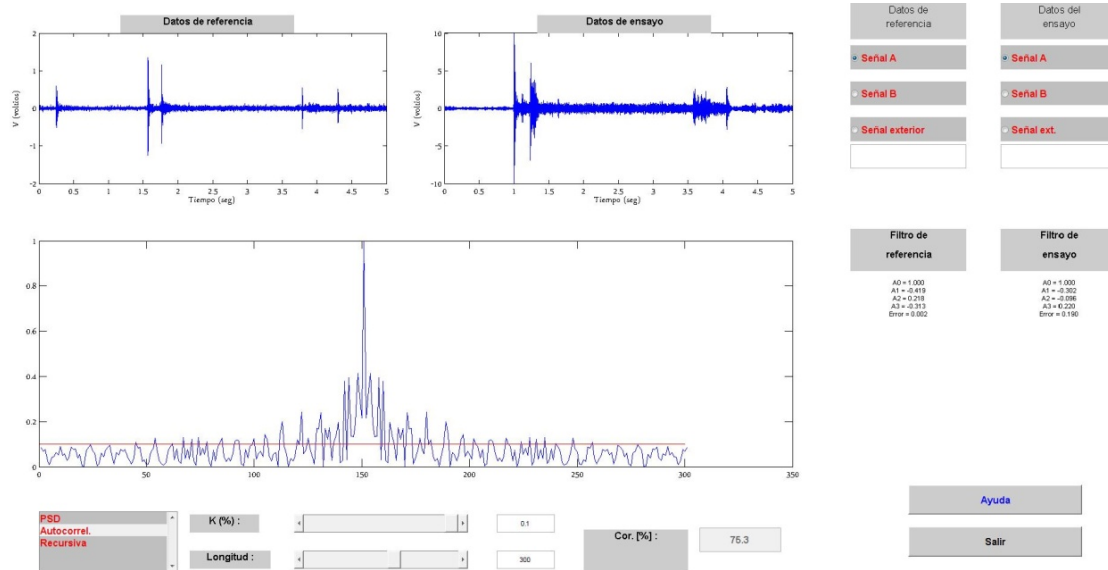


Figura 200: Autocorrelación entre las señales clevan1b y levanta para un grado de confiabilidad del 90%

Para el caso de la función PSD, la señal clevan1b la densidad espectral de potencia permanece prácticamente plana. Si nos fijamos en la forma de onda, la amplitud es inferior que la de la otra señal (los máximos medidos son $\pm 1.5V$).



5. PRESUPUESTO

A continuación se expone un desglose de los equipos y el personal que han sido utilizadas o han colaborado en la realización de este proyecto, con objeto de ofrecer un presupuesto que pueda servir como indicador del coste del proyecto. El desglose de costes se ha dividido en tres grupos:

- Licencias de software: Matlab R2009a , Microsoft Office 2007 y Adobe Acrobat X Pro. Todas las licencias se compran estimando una amortización para cada uno de ellos; de 1/3 para el caso del Matlab R2009a, 1/6 para el programa Microsoft Office 2007. En el caso del programa Adobe Acrobat X Pro se compra directamente la licencia sin amortización.
- Personal: Este grupo consta de todo el personal que ha colaborado en este proyecto. Como Ingeniero Senior encargado de la supervisión del proyecto, Higinio Rubio Alonso; y como Ingeniero Junior y autor del proyecto, Miguel Juárez Pérez.
- Otros costes: Este grupo engloba el resto de costes que no se encuentran dentro de los grupos anteriores, como los materiales fungibles, coste de impresión, el coste del equipo informático, etc.

Presupuesto proyecto

Gastos informáticos y de impresión

- | | |
|--|-------|
| • Licencias de software: | |
| • MATLAB R2009a (amortización 1/3) | 2200€ |
| • Microsoft Office 2007 (amortización 1/6) | 150€ |
| • Adobe Acrobat X Pro | 400€ |
| • Equipo informático: | |
| • Ordenador | 1000€ |
| • Impresora | 180€ |
| • Gastos de impresión: | |
| • Repuestos para impresión y papel | 150€ |
| • Impresión memoria | 250€ |

Mano de obra

- | | |
|--|---------------|
| • Ingeniería y redacción de la memoria | |
| • Ingeniería (90€/hora x 80 horas) | 7200€ |
| • Documentación y redacción (25€/hora x 200 horas) | 5000€ |
| • TOTAL | 16530€ |





6. CONCLUSIONES Y TRABAJOS FUTUROS

6.1 Conclusiones

El objetivo principal de este proyecto era encontrar, mediante un estudio vibratorio, las pautas de comportamiento vibratorio de un proceso concreto de la línea de producción de moldes para bañeras esmaltadas.

Las señales, en este caso, nos fueron suministradas por la empresa, por lo que en un primer momento se necesitó un programa auxiliar, implementado en MATLAB, para poder determinar algunos parámetros de las señales (duración de la señal, frecuencia de muestreo, sub-proceso medido, etc.).

Tras reconocer todos los parámetros de las señales, se realizó el estudio detallado entre los distintos grupos de señales, usando técnicas como el análisis de autocorrelación o el análisis de la densidad de potencia espectral (análisis PSD).

Para estos análisis fue de especial utilidad el libro de Simon Braun “Discover Signal Processing. An interactive guide for engineers”, del cual se había hecho un profundo estudio y adaptación práctica de sus ejemplos.

El objetivo primero era identificar qué proceso de moldeo, y por ende el molde, iba a producir bañeras defectuosas y cuáles no, para ello se intentó comparar señales con referencias conocidas, que se sabía eran bañeras “válidas”, pero como no se disponía de esas señales de referencia, se realizó un análisis entre los distintos grupos de señales para ver el grado de similitud entre ellas.

Seguidamente se detallan los aspectos más importantes que se extraen de este proceso de análisis:

- Al realizar el proceso, se pudo verificar que un grupo de señales se desviaban de los parámetros del grupo de estudio; estas son todas las señales que empiezan por la letra “c” las cuales tenían una amplitud de menor valor que el resto de señales, lo que produce que la correlación en los diferentes análisis fuera inferior al 50%. La posible causa de esta discrepancia es que en el ajuste del equipo de medida, la amplificación fuese inferior a los otros registros o que el acelerómetro empleado o alguna otra parte del sistema de medida fuera defectuoso.
- En el proceso de tres ciclos de bañeras se obtienen las siguientes conclusiones para los distintos análisis: para el análisis de autocorrelación, la correlación es superior al 85% en todos los casos; en el caso del análisis PSD, se observa que en los casos que aparece la señal “c250a” la densidad espectral de potencia parece plana, esto es debido a la diferencia de escala respecto a las señales con las que se compara.



- En el proceso de un ciclo de bañera se obtienen las siguientes conclusiones para los distintos análisis: para el análisis de autocorrelación, la correlación es superior al 89% en todos los casos que no se emplea la señal “d1000b” (para obtener una mayor correlación en los casos en los que aparece esta señal, hay que aumentar la longitud de la función de correlación); en el caso del análisis PSD, se observa que en los casos que aparece la señal “c1000a” la densidad espectral de potencia parece plana.
- En el proceso de golpeteos se obtienen las siguientes conclusiones para los distintos análisis:
 - El grupo de señales en las que únicamente hay golpeteos, para el análisis de autocorrelación, la correlación es superior al 70% en todos los casos que no se emplea la señal “d6000a”; en el caso del análisis PSD, se observa que en los casos que aparece la señal “c6000c” la densidad espectral de potencia parece plana.
 - El grupo de señales en las que se compara un molde con arena y uno sin ella, para el análisis de autocorrelación, la correlación es inferior al 50%
- En el proceso de prensado se obtienen las siguientes conclusiones para los distintos análisis: para el análisis de autocorrelación, la correlación tiene un valor inferior al 20%, para aumentar la correlación en el análisis, se aumenta la longitud de la función de correlación y se disminuye la confiabilidad; en el caso del análisis PSD, se observa que en el caso que aparece la señal “cprensa1” la densidad espectral de potencia parece plana.
- En el proceso de levantamiento del molde se obtienen las siguientes conclusiones para los distintos análisis: para el análisis de autocorrelación, la correlación tiene un valor inferior al 50%; en el caso del análisis PSD, la densidad espectral de potencia de la señal “clevan1b parece plana por la diferencia de escala.

Para poder realizar estos análisis vibratorios hubo que realizar, con anterioridad, diferentes tareas, como son:

- Efectuar un estudio y traducción al castellano del libro Simon Braun, antes citado. Una adaptación al castellano del libro se presenta como anexo del proyecto.
- Los programas didácticos contenidos en el libro de Braun también se adaptaron al castellano para poder aplicarlos a varios casos prácticos y, especialmente, al proceso vibratorio de la fabricación de bañeras.



- Para poder comprender los análisis aplicados a las vibraciones, en un primer lugar se realizó una explicación del concepto vibración, los tipos de vibraciones, como se captan las vibraciones (desde el proceso físico al valor digital que registra el ordenador, al final del proceso de medida).

Al final, se ha comprobado que las señales vibratorias de los distintos grupos guardaban correlación entre ellas. Pudiéndose deducir que si se dispone de una señal referencia válida, se puede llegar a discriminar entre que moldes pueden pasar a la siguiente fase de producción y cuáles no.

6.2 Trabajos futuros

Como una prolongación de este trabajo, se pueden proponer las siguientes mejoras y aplicaciones futuras:

- Como posibles mejoras: aplicar otros tipos de análisis al proceso vibratorio, realizar el proceso de escalado de todas las graficas.
- Una aplicación interesante sería efectuar el mismo análisis de vibraciones a un proceso productivo distinto. Tras este análisis, se podría verificar si las señales se comportan del mismo modo.





BIBLIOGRAFÍA

1. S. BRAUN, *Discover Signal Processing: An Interactive Guide For Engineers*, John Wiley & Sons, 2008.
2. R. PALLAS ARENY, *Sensores y Acondicionadores de Señal*, Marcombo, 2003.
3. D.A. PERNIA-MARQUEZ, *Introducción a la medición de vibración*, Universidad de los Andes, Venezuela, 2004.
4. H.N. NORTON, *Handbook of transducers*, Prentice Hall, 1987.
5. R. COUGHLIN Y F. DRISCOLL, *Amplificadores Operacionales y Circuitos Integrados Lineales*, Prentice-Hall, 1993.
6. P.A. MEROÑO Y F.C. GOMEZ DE LEON, *Análisis comparativo de técnicas de procesamiento de señales de vibración para la detección de fallos en engranajes*, XVIII Congreso Nacional de Ingeniería Mecánica, 2010.
7. J. HERNANDEZ PEREZ Y M.J. FABELA GALLEGOS, *Esquema de instrumentación para determinar el ángulo de balanceo y la aceleración lateral en el movimiento oscilatorio de un péndulo*, Instituto Mexicano del transporte, 2004.
8. W. BOLTON, *Mecatrónica: Sistemas de control electrónico en ingeniería mecánica y eléctrica*, Alfaomega, 2001.
9. E. PALOMINO MARIN, *La medición y el análisis de vibraciones en el diagnostico de maquinas rotatorias*, Centro de Estudios Innovación y Mantenimiento, Cuba, 1997.
10. G. WHITE, *Introducción al Análisis de Vibraciones*, Azima DLI, 2010.
11. J.C. GARCIA PRADA Y H. RUBIO ALONSO, *Identificación del estado de funcionamiento de una maquina de moldear arena en verde mediante sacudidas y prensado*, Nota Técnica, Universidad Carlos III Madrid, 2001.
12. A. ALAMEDA CASABELLA, *Guía para el procesamiento y análisis de señales. Aplicación a la diagnosis de rodamientos*, Proyecto fin de carrera, Universidad Carlos III Madrid, 2010.